Postversandort München

Funkschau

Vereinigt mit dem Radio-Magazin

MIT FERNSEH-TECHNIK, SCHALLPLATTE UND TONBAND

Der Gegenparallel-Verstärker
Warum nur ein Vorkreis im AM-Eingang?
Vergleichstabellen deutscher und amerikanischer Transistoren
Billiger Hi-Fi-Verstärker mit Eintakt-Endstufe
Ein Röhren-Oszillator ohne Anodenspannung

mit Praktikerteil und Ingenieurseiten

2. JULI-HEFT **14** 1956

PREIS: 1.20 DM

SIEMENS

RUNDFUNK- UND FERNSEH-RÖHREN

Rö 13

Lupe und Pinzette sind bei der Montage der Siemens-Röhren unentbehrliche Präzisionswerkzeuge in der Hand geübter Facharbeiter.

Qualitätsröhren für Qualitätsempfänger

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

KURZ UND ULTRAKURZ

UKW-Störungen der Fernsehempfänger. Die Deutsche Bundespost teilt mit, daß sie sich mit der Rundfunkgeräte-Industrie, dem Fachhandel und dem Fachhandwerk zur gemeinsamen Beseitigung der immer häufiger auftretenden Störungen des Fernsehempfanges durch UKW-Oszillatoren benachbarter Rundfunkempfänger zusammengefunden hat. Die Öffentlichkeit wird in Kürze über die abgesprochenen Maßnahmen informiert werden.

Zahlen aus der Fernsehgeräte-Fertigung. Wie Fritz Römer, Geschäftsführer des Verbandes der Radio- und Fernsehgeräteindustrie, Köln, kürzlich mitteilte, rechnet die Industrie in diesem Jahr mit einer Produktionssteigerung bei Fernsehgeräten um 55 % gegenüber 1955. Der Anteil der einzelnen Bauformen hat sich von 1954 auf 1955 erheblich verschoben: Tischgeräte erhöhten ihren Anteil an der Gesamtproduktion von 63 % auf 73 %, entsprechend fiel der Anteil der Standgeräte von 37 % auf 27 %. 1955 verteilte sich die Bildgröße wie folgt: 71 % entfielen auf 43-cm-Geräte, 17,6 % auf 53-cm-Empfänger, 2,5 % auf 36-cm-Empfänger, und 9 % waren Fernseh/Rundfunk-Kombinationen verschiedener Bildgrößen.

Stuttgarter Fernsehschau 1956. Wie bereits berichtet, wird vom 31. August bis 9. September auf dem Killesberg bei Stuttgart die *Deutsche Fernsehschau 1956* abgehalten werden. Nahezu alle Firmen der einschlägigen Industrie (Empfänger, Antennen und Zubehör) sind vertreten; sie belegen zusammen mit der Deutschen Bundespost und dem Süddeutschen Rundfunk sämtliche Hallen mit 25 000 qm Fläche. Der SDR wird ein fast ganztägiges Fernseh-Ausstellungsprogramm ausstrahlen, und die Industrie bereitet die Herausgabe einer 44seitigen Werbe-Illustrierten vor; außerdem sind Preisausschreiben und Besucherwettbewerbe vorgesehen (siehe auch S. 581).

Elektronische Adressiermaschiene. Burrough's (USA) entwarf eine neuartige elektronisch arbeitende Maschine für die Übertragung von Anschriften aus Lochkarten auf Anschriften-Aufkleber. Die Anlage schreibt 900 Zeilen pro Minute, das sind 41 000 Zeichen. Sie enthält 125 Röhren und 8400 Halbleiterdioden.

Mehrfach modulierter UKW-Rundfunksender. Aufbauend auf den Vorarbeiten von Armstrong wird in den USA eine Methode für die zusätzliche Aussendung von drei Rundfunkprogrammen über den wie üblich modulierten FM-Rundfunksender entwickelt. Das erste Programm ist mit einer oberen Grenzfrequenz von 15 kHz moduliert, während die drei anderen Programme mit 10 kHz Nf-Bandbreite den Hilfsträgerfrequenzen 28, 49 und 67 kHz aufmoduliert werden. Normale UKW-Empfänger nehmen nur das erste Programm auf; für die Wiedergabe einer der drei anderen Senderfolgen ist jeweils ein Spezialempfänger nötig.

Neue Farbbildröhre. Philco hat eine mit nur einem einzigen Elektrodensystem arbeitende Farbfernseh-Bildröhre herausgebracht. Durch sehr genaue Ablenkung des Strahles werden die jeweils richtigen grün-, rot- oder blau-empfindlichen Streifen des Bildschirmes angeregt, wobei von einem zweiten, vom gleichen System erzeugten Hilfskatodenstrahl (pilot-beam) Gebrauch gemacht wird.

Radio Show, London. Auf der nationalen britischen Fernseh- und Radioausstellung im Londoner Earls Court vom 22. August bis 1. September werden 110 Firmen ausstellen, darunter 35 Hersteller von Rundfunk- und Fernsehgeräten. Täglich sollen 400 Fernsehempfänger in dreißig Vorführräumen in Betrieb sein. Weitere Gruppen sind *Elektronik, militärische Nachrichtenanlagen, Amateure, Fernsteuerung aller Art und die beiden Rundfunk- bzw. Fernsehgesellschaften BBC und ITA.*

Einige **Ostblock-Staaten** haben eine **Forschungsgemeinschaft für Farbfernsehen** gegründet. Die UdSSR wird den Sektor Studiotechnik bearbeiten, die DDR entwickelt die Übertragungstechnik und die Tschechoslowakei soll für die Sendertechnik verantwortlich sein. ✱ Philips-Ton hat unter der Bezeichnung D 99 528 L eine **Langspielplatte mit Herztönen- und -geräuschen** für die medizinische Wissenschaft als Informations- und Lehrmittel herausgebracht. ✱ Ein neues **RCA-Farbfernsehgerät** mit 53-cm-Bildröhre kostet 495 Dollar. Das ist nur noch die Hälfte des Preises von 1954. ✱ Der **Bayerische Rundfunk** wird im nächsten Jahr an der Marsstraße in München mit dem **Bau eines Funkhauses** beginnen, nachdem der vorgesehene Bauplatz im Hofgarten sich als nicht brauchbar erwiesen hat. ✱ Das Institut für Radio und Elektronik an der Akademie der Wissenschaften der UdSSR, Moskau-K 9, Mikhavaya 11, erbittet Berichte über den **Empfang von Fernsehsendern über Entfernungen von mehr als 1000 km.** ✱ Der bisherige **UKW-Versuchssender des Hessischen Rundfunks** auf der Sackpfeife bei Biedenkopf ist durch einen mit 55 kW Strahlungsleistung arbeitenden neuen Sender ersetzt worden (95,4 MHz, 2. Programm des HR). ✱ Am 18. Juni bestand die **Küstenfunkstelle Kiel-Radio** der Deutschen Bundespost zehn Jahre. Sie trat 1946 an die Stelle der in der Sowjetzone liegenden Funkstelle Rügen-Radio. ✱ Auf der **28. Schweizerischen Radio- und Televisionsausstellung** in Zürich vom 22. bis 27. August wird erstmalig eine besondere **Bauelemente-Abteilung** eingerichtet werden. ✱ Die größte europäische **Kurzwellenamateur-Vereinigung,** RSGB in Großbritannien, wird in diesem Jahr **keine eigene Ausstellung** abhalten. 1955 war die Veranstaltung so schwach besucht, daß die RSGB einen Verlust von fast 1000 DM hinnehmen mußte. ✱ Im März und April wurde der **Londoner Fernsehsender (Bild 45 MHz, Ton 41,5 MHz) mehrfach in Südafrika und Süd-Rhodesien** aufgenommen. ✱ Einer der neuen **Reiseempfänger der RCA** trägt den schönen deutschen Namen *Wanderlust* . .

Unser Titelbild: **Die von Rohde & Schwarz errichtete Antennenanlage des Senders Nordhelle besteht aus einer Achtfach-Quirlantenne an der Spitze und UKW-Richtstrahlfeldern auf mittlerer Höhe. Diese beiden Antennengebilde strahlen zusammen drei NDR- und ein BFN-Programm ab. Auf der Plattform befinden sich außerdem Ballempfangs-Antennen.**

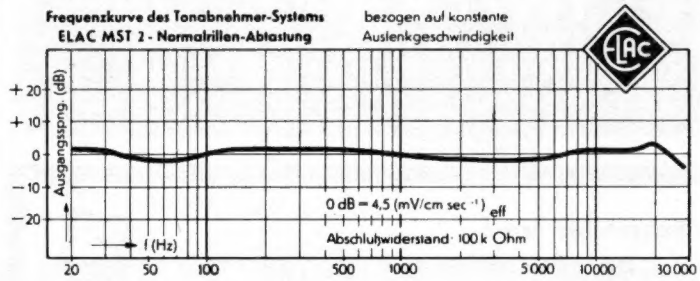
ELAC MST 2

Ein Wunder?

Ergebnisse intensiver wissenschaftlicher Arbeit bezeichnet man im allgemeinen nicht als Wunder. Die bisher unbekannte Tontransparenz aber, mit der das elektromagnetische Abtast-System ELAC MST 2 sowohl klassische Musik als auch Jazz-Rhythmen bringt, grenzt in der Tat ans Wunderbare. Dieses System erschließt auch diejenigen Frequenzen, deren Vorhandensein auf der Schallplatte bisher nur dem Fachmann bekannt war. Es vermittelt eine Klangreinheit, die Fachkreise mit Studio-Qualität vergleichen.

Ein Blick auf die Frequenzkurve sagt mehr als tausend Worte. Für den Musikfreund mit besonderen Wiedergabewünschen ist der Plattenwechsler Miracord 8M oder der Spieler Miraphon 11, beide mit ELAC MST 2 ausgerüstet, das Gerät.

Hören Sie selbst, was diese Geräte zu leisten vermögen: unsere Vertretungen führen Ihnen diese Geräte gern vor.



Eigenschaften:

Frequenzumfang: 20–30000 Hz mit linearem Verlauf im gesamten musikalischen Tonbereich.

Rückstellkraft-Konstante: 1,2 g/60 µ, d. h. sehr klein auch bei maximalen Auslenkungen auf der Schallplatte.

Auflagekraft: 8 g.

Nichtlineare Verzerrungen: unhörbar klein.

Neben größter Plattenschonung ergeben diese Daten mit optimaler Anpassung auf die Besonderheiten der verschiedenen Rillenarten die einzigartige ELAC-Naturklang-Qualität.

neu

Miracord 8M und Miraphon 11 werden jetzt auch mit Transistor-Vorverstärker als kombinierte Einh. geliefert. Sie haben die gleichen Chassismaße wie alle anderen ELAC-Modelle.

Miracord 8MT mit Transistor-Vorverstärker ELAC PV 2 . . . . . DM 299.–

Miraphon 11 MT mit Transistor-Vorverstärker ELAC PV 2 . . . DM 199.50

Miracord 8M mit Röhren-Vorverstärker ELAC PV 1 . . . . . DM 348.50

Miraphon 11M mit Röhren-Vorverstärker ELAC PV 1 . . . . . DM 252.–

ELAC

ELECTROACUSTIC GMBH KIEL

Vertretungen u. Kundendienststellen im ganzen Bundesgeb.

Briefe an die FUNKSCHAU-Redaktion

Tonbandaustausch

FUNKSCHAU 1956, Heft 8, Seite 304

Nachdem in Heft 8 der FUNKSCHAU Eberhard Behrendsen über eine Bandaustauschorganisation geschrieben hat, möchte ich über eine vielleicht noch größere Organisation dieser Art berichten, die es sich zur Aufgabe gemacht hat, alle Tonbandamateure auf der ganzen Welt, gleich welcher Sprache und Nationalität, durch Bandaustausch einander näher zu bringen.

Im Jahre 1953 wurde in den Vereinigten Staaten die Organisation „World Tape Pals" gegründet. Zuerst war sie eine rein amerikanische Vereinigung, aber bald fanden auch ausländische Tonbandamateure, darunter auch einige Deutsche, zu diesem „great adventure in sound", das bei uns besonders durch die „Stimme Amerikas" bekannt wurde.

Der Gründer dieser Organisation ist Harry B. Mathews, Box 2911, Dallas, Texas, USA. Die „World Tape Pals" umfaßt heute fast eintausend Mitglieder in allen Ländern der Erde, von Amerika bis Australien und Japan. Wer Mitglied werden will, schreibt an Harry B. Mathews und erhält einen Fragebogen, auf dem die Personalien und Hobbys sowie die technischen Daten des verwendeten Bandgerätes angegeben werden müssen. Außerdem wird eine Mitgliederliste der Organisation zugeschickt. Man findet in diesem „Membership Roster" die Namen, Wohnorte und Berufe der Mitglieder, die Herstellerfirmen und technischen Daten der benutzten Tonbandgeräte und natürlich die Hobbys der einzelnen Amateure. Will man nun mit einem in dieser Liste angeführten Mitglied Bänder tauschen, so empfiehlt es sich, zuerst brieflich mit ihm eine Einigung zu erzielen, bevor man ein Band sendet. Jedes Vierteljahr werden die „Tape Topics" versandt, die über die Arbeit der Organisation berichten. In der letzten Nummer wurde u. a. ausführlich über einen Kongreß in Indianapolis geschrieben.

Unter den Mitgliedern befinden sich Angehörige aller Berufsgruppen; aber auch Fakultäten von Universitäten, Fremdsprachen-Institute und Musikschulen haben sich der Vereinigung angeschlossen. Die Interessengebiete der Mitglieder sind sehr vielfältig. Am meisten interessieren Musik, von der Volksmusik bis zum Jazz, technische Angelegenheiten, Fremdsprachen und kulturelle Fragen.

Die Mitgliedschaft für Nichtamerikaner ist kostenlos. Die Mitgliederliste gibt weiterhin Aufschluß über die von den einzelnen Mitgliedern verwendeten Tonbandgeräte. Neben den amerikanischen Geräten wie Ampro, Pentron, Concertone usw. finden auch viele Grundig-Geräte Verwendung. Die Spurlage aller Geräte ist international. Bezüglich der Spur findet man Doppelspur- und Einspurgeräte. Die Bandgeschwindigkeiten sind vorwiegend 9,5 cm/sec und 19,05 cm/sec, aber auch 4,75 cm/sec und, seltener, bei Einspurgeräten 38 cm/sec.

Die Kenntnis der englischen Sprache ist für den Bandaustausch außerhalb Deutschland nicht unbedingt erforderlich, weil viele „Tape Pals" deutsch sprechen. Die „Amtssprache" ist aber trotzdem die englische. Der Unterzeichner ist seit 1954 Mitglied und hat schon sehr oft mit Tonbandamateuren in Amerika, Mexiko, Südamerika, Japan, Afrika und den Philippinen Bänder getauscht. Alle bisher erhaltenen Bänder waren in einwandfreiem, sauberem Englisch besprochen bzw. in Deutsch und sehr gut verständlich. Die ausländischen Bandfreunde interessieren sich besonders für deutsche Volksmusik, Werke von Bach, Mozart und Beethoven, für Reportagen über das Leben in Deutschland, für die Beschaffenheit der Landschaft, die Lebensgewohnheiten der Bewohner und die sonstigen Geschehnisse in Deutschland. Außerdem sind wir Deutsche sehr gesuchte Tauschpartner. Viele ausländische Tonbandfreunde haben mir bereits bestätigt, daß die Bänder der deutschen Amateure technisch einwandfrei und die Musikaufnahmen von hervorragender Qualität sind. Weitere Auskunft über die „World Tape Pals" erteilt: Helmut Kuhn, Heidenheim (Brenz), Rosensteinstraße 24.

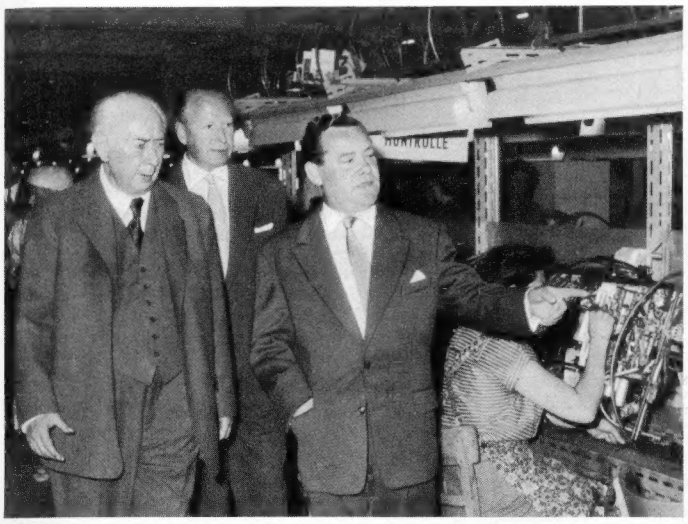
Bezeichnung der Sockelschaltungen

Seit einigen Jahren bin ich bei einer amerikanischen Firma tätig und habe somit auch täglich mit amerikanischen Schaltungen zu tun. Daher ärgere ich mich immer wieder über die Umständlichkeit der Röhrensockel-Sucherei, sobald ich deutsche Schaltungen in die Hand bekomme. In amerikanischen Schaltungen brauche ich beim Verdrahten und beim Messen nur die Sockelanschlüsse abzuzählen und weiß sofort, wo welcher Punkt ist, denn aus der Schaltung ist dies bereits ersichtlich (System 1: 1 = Gitter, 2 = Anode, 3 = Katode; System 2: 6 = Katode usw.). Der Weg beim Suchen der gleichen Röhre nach deutscher Art wäre etwa so: man sucht die Anode des 1. Systems – also erst einmal Röhren-Taschen-Tabelle her, Aufschlagen im Typenverzeichnis. Da findet man unter 6 SL 7 als Sockel OC 76. Dann folgt Durchblättern bis OC. Bei OC 76 fängt man dann zu suchen an . . . wo ist die Anode? Dann zählt man ab und ist genau so weit wie man war, als man die amerikanische Schaltung aufschlug. Haben Sie nun ein Gerät mit sechs Röhren, ist dieser Zeitverlust der sechsfache. Kein Wunder, daß bei uns alles so teuer ist, wenn wir überall nach diesem Prinzip arbeiten.

Die Röhren-Taschen-Tabelle ist ganz praktisch, hält aber keinen Vergleich mit der von der General Electric Co aus. Bei dieser ist die Seite nicht ganz heruntergedruckt, und auf dem freien Raum unter den Röhrendaten ist auch gleich die Sockelschaltung zu finden. Da braucht man die Röhre nur einmal zu suchen. *W. Q., Frankfurt a. M.*

Schönen Dank für die Anregung, die wir hiermit gern der Rundfunkindustrie weitergeben und die übrigens in den Service-Schaltbildern vieler deutscher Firmen bereits befolgt wird. Nun sind allerdings die in der FUNKSCHAU veröffentlichten Schaltbilder keine Reparaturunterlagen im üblichen Sinne, sie sollen vielmehr unsere Leser in die Technik dieser Geräte einführen. Hierbei sind so weitgehende Einzelheiten, wie die Angabe von Elektroden-Bezeichnungen, nicht zweckmäßig, denn das Schaltbild wird dadurch mit Werten und Zahlen überladen und verliert an Übersichtlichkeit. – Ihre Anregungen für die Röhren-Taschen-Tabelle würden diese, wenn wir sie befolgen, wesentlich umfangreicher und damit teurer machen, denn viele Sockelschaltbilder müssen dann mehr- und sogar vielfach gebracht werden.

Die Redaktion



Der Bundespräsident stattete den Grundig-Radio-Werken in Fürth einen Besuch ab und besichtigte die Montagebänder. Neben Prof. Theodor Heuss Direktor Siewek und Max Grundig (Aufn.: Fr. Ulrich)

Deutsche Fernsehschau 1956

Nachdem in diesem Jahr keine Große Rundfunk- und Fernsehausstellung stattfindet, konzentriert sich das Interesse auf die Deutsche Fernsehschau 1956 im Höhenpark Killesberg der schönen Stadt *Stuttgart*. Vom 31. August bis 9. September wird die Industrie einen vollständigen Überblick über Fernsehempfänger, Antennen, Zubehör sowie über Meßgeräte für die Service-Werkstatt bieten; daneben sollen im kleinen Rahmen die kürzlich neu herausgekommenen Rundfunkempfänger ausgestellt werden. Tonmöbel und Fachliteratur, darunter vom Franzis-Verlag, vervollständigen das Gebotene.

Neben den Industrie-Ständen ist die Deutsche Bundespost mit einer Sonderschau vertreten; sie zeigt Geräte für Fernseh- und Tonrundfunk-Übertragungen, Einrichtungen für den Funkstör-Meßdienst mit dem vielbesprochenen Schwarzseher-Spürgerät sowie eine historische und eine Lehrschau des Fernsehens. Ein betriebsfähiges *Mihály*-Fernsehgerät aus der Frühzeit der Entwicklung fehlt ebensowenig wie Modelle von Fernmeldetürmen und interessante Demonstrationsgeräte.

Auf einer Pressebesprechung erläuterte *Fritz Römer*, Geschäftsführer der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI, die Gründe, die zur Wahl Stuttgarts als Ausstellungsort geführt haben. Einer davon ist die rapide Ausdehnung des Fernsehens in diesem Raum, seitdem der neue Sender auf dem Hohen Bopser errichtet worden ist. Zwischen der ersten Stuttgarter Fernsehschau Anfang 1955 und Mitte 1956 hat sich die Zahl der Fernsehteilnehmer im Gebiet der OPD Stuttgart um das neunfache auf über 16 000 erhöht!

Der Süddeutsche Rundfunk wird die Fernsehschau nachdrücklich unterstützen. Die erwähnte erste Fernsehschau vor anderthalb Jahren hatte 100 000 Besucher gezählt; dieses Mal rechnet man mit sehr viel mehr Menschen, die die Fernsehschau und die herrlichen Anlagen des Höhenparks besichtigen werden. Auf diesem Gelände liegt überdies das Fernsehstudio des SDR, das zu manchen Stunden dem Publikum zugänglich ist. Daneben wird ein zweites Fernsehstudio eingerichtet werden, in dem fast 7000 Besucher zuschauen können! Der Stuttgarter Fernsehsender strahlt täglich von 10 bis 23 Uhr ein Programm aus; u. a. ladet an jedem Nachmittag Margot Hielscher zum Tanztee ein, und Peter Frankenfeld geht erneut auf Talentsuche. Überdies belegt der Süddeutsche Rundfunk einen Stand von 400 qm Fläche. Hier werden technische Auskünfte erteilt und auf 15 Tafeln wichtige Fernseh- und Rundfunksendungen erläutert.

Die Deutsche Fernsehschau 1956 ist mit zwei weiteren Attraktionen verknüpft. Einmal sollen täglich unter den Besuchern ein Fernseh- und ein Rundfunkgerät verlost werden, und darüber hinaus kann sich jeder Besucher an einem großen Werbepreisausschreiben der Fernsehgeräte- und der Fernsehröhren-Industrie beteiligen, das mit wertvollen Preisen, darunter zehn Fernsehempfängern, ausgestattet ist. Einzelheiten darüber können der nur an Besucher ausgegebenen Fernseh-Illustrierten

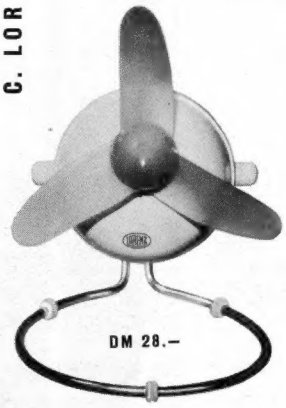
„. . . bis abends 10 wird ferngeseh'n . . ."

entnommen werden, die großformatig mit 44 Seiten Umfang als Gemeinschaftswerbung der Industrie herauskommt.

Im Höhenpark Killesberg, auf dem im Juni 250 000 Sommerblumen neu angepflanzt worden sind, stehen 25 000 qm Hallenfläche zur Verfügung, so daß Industrie und Bundespost ausreichend Raum finden werden. Auch die Besucher werden nicht über drangvolle Enge zu klagen haben. Hier sei noch erwähnt, daß die Stuttgarter Ausstellungs-Gesellschaft geschlossen erscheinenden Schulklassen der mittleren und oberen Stufen den Besuch der Ausstellung an den Vormittagen (ausgenommen Sonnabends) kostenfrei gestatten wird.

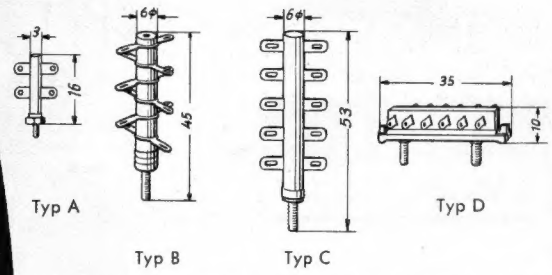
K. T.

C. LORENZ AKTIENGESELLSCHAFT STUTTGART



Das ist
»WINDY«
der kleine Windmacher
mit 2 Windstärken
von LORENZ

METROFUNK NEUHEITEN



KERAMISCHE LÖTSTÜTZPUNKTE

Typ zugl. Best.-Nr.	Polzahl	10 Stück DM	Typ zugl. Best.-Nr.	Polzahl	10 Stück DM
A 1	1	2.–	C 2	2	2.–
A 2	2	3.–	C 5	5	3.–
B 3	3	4.–	C 10	10	4.–
B 6	6	5.–	D 3	3	6.–
B 9	9	6.–	D 6	6	8.–
B 12	12	7.–	D 9	9	10.–
			D 12	12	12.–

Material: Keramik glasiert, Typ C aus Hartpolystyrol, Lötösen Messing verzinnt, Befestigungsteile stark versilbert.

Weniger als 10 St. werden nicht abgegeb. Katal. - 16 Seit. - gratis

Sofort lieferbar durch
METROFUNK G.m.b.H.
Berlin W 35 (amerik. Sektor)
Potsdamer Straße 130 - Tel.: 24 38 44

LABOR

Klangobjektiv

ist ein Prädikat, das dem Tauchspulen-Mikrophon MD 21 wegen seiner außerordentlichen Wiedergabequalität gegeben wurde. Man könnte auch

HIGH FIDELITY oder sogar
ULTRA HIGH FIDELITY

sagen. Wir wählten „klangobjektiv", weil es für eine naturgetreue Wiedergabe nichts Besseres als Objektivität gibt. — Darum empfehlen wir Ihnen für Ihre Kunden

MD 21
klangobjektiv

Frequenzbereich 50 bis 15000 Hz. Ab 1000 Hz langsam um 5 dB ansteigender Frequenzgang. Größte Abweichung ± 3 dB. Richtcharakteristik nahezu Kugelform. Empfindlichkeit 0,2 mV/µb.

LABOR

DR.-ING. SENNHEISER · BISSENDORF (HANN)

Aus dem FUNKSCHAU-Lexikon

BOOSTER-DIODE

Sie heißt auch „Dämpfungsdiode", „Zeilenschalter", „Schalterdiode" und „Energierückgewinnungsdiode". So viele Namen sie hat, so kompliziert ist ihre Arbeitsweise; sie ist am Zeilenausgangsübertrager, etwa als PY 81, eines jeden Fernsehempfängers zu finden. Ohne den Einfluß dieser Diode würde das System Ausgangsübertrager/Ablenkspule zu gedämpften Schwingungen mit allen sichtbaren Folgen für die Zeilenablenkung angeregt werden. Außerdem gewinnt sie die im genannten System durch den Zeilenrücklauf nicht verbrauchte Energie zurück; sie liefert sie in Form einer Gleichspannung von ungefähr 300 Volt an einen Kondensator, so daß man zusammen mit der Anodenspannung des Allstromnetzteiles (+ 190 Volt) jene erhöhte positive Spannung von 450...500 Volt erhält, die an mehreren Stellen des Fernsehempfängers gebraucht wird. Diese Spannung gewinnt man kostenlos und ohne Erhöhung der Netzleistungsaufnahme. Vielleicht ist jetzt das englische Wort „booster" verständlich: to boost heißt verstärken oder hinauftreiben. Die Verwandtschaft mit dem deutschen Begriff „pusten" (aufpusten) ist offensichtlich.

Die Booster-Diode darf nicht mit der in einigen älteren Fernsehgeräten im Zeilenablenkteil verwendeten „Barkhausen-Diode" verwechselt werden. Diese lag über 4 kΩ zwischen Anode und Schirmgitter der Zeilenablenk-Endröhre PL 81 und verhinderte das Entstehen störender Ultrakurzwellen-Schwingungen („Barkhausen-Kurz-Schwingungen").

Zitate

„In bezug auf die Beschäftigtenzahl nimmt die Elektroindustrie in der Bundesrepublik mit 550 000 die dritte Stelle ein nach dem Maschinenbau mit 740 000 und der Textilindustrie mit 625 000 Beschäftigten; sie behauptet in der Weltausfuhr elektrotechnischer Erzeugnisse wieder die 3. Stelle mit 2,1 Milliarden DM Exporterlös hinter den USA mit 3,7 und Großbritannien mit 2,7 Milliarden DM. An vierter Stelle folgt Frankreich mit 1,35 Milliarden DM" (*Dr. Thörner* auf der Jahreshauptversammlung des Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie).

„Flache Bildröhren, die man wie ein Bild an die Wand hängen kann, werden zuerst für militärische Zwecke benutzt werden, später auch für industrielle Fernsehanlagen. Die zuerst genannte Anwendung steht kurz bevor" (*electronics*, Mai 1956).

„Einige Leute beten die Vermehrung der Zeilenzahl von 405 auf 625 in Großbritannien wie einen Fetisch an. Sie sagen, daß das 625-Zeilen-Bild um 50 Prozent besser sein muß als das 405-Zeilen-Bild. Das könnten doch schon Schulanfänger errechnen" (*Wireless World* in einem Leitartikel zur nicht abreißenden Diskussion über die „richtige" Zeilenzahl im Fernsehen, April-Heft 1956, Seite 151).

„In Nordrhein-Westfalen als dem Land mit der größten Gerätedichte verfügen 80 % der Rundfunkhörer über Empfänger mit UKW, während in Süddeutschland die Zahl der modernen Radioapparate erst bei etwa 50 % liegt. In den letzten Jahren hat sich ein Ersatzbedarf von jährlich etwa 10 bis 115 % der vorhandenen Geräte ergeben, so daß die deutsche Rundfunkwirtschaft mit einem jährlichen Inlandsabsatz von 1,5 bis 2 Millionen Geräten rechnen kann" (Tätigkeitsbericht 1955/56 des Deutschen Industrie- und Handelstages).

„Und der überlaute, manchmal brüllende Drei- und Vierkanalton, der von allen Seiten der Leinwand und auch noch im Rücken der Zuschauer erscholl, war allenfalls rühmenswert, als er die gelangweilten und ermüdeten Zuschauer wachhielt" (*Erika Müller* in einem Bericht von den Filmfestspielen in Cannes in „Die Zeit", Nr. 20, Seite 18).

„Fernsehen ist nichts Neues mehr, und das Publikum will mehr als nur ein großes Bild mit einer Tonwiedergabe wie auf dem Jahrmarkt. Fernsehen ist nämlich nicht nur Bild allein . . ., es ist vielmehr ein vollständiges Unterhaltungssystem für die Wohnung" (*L. F. Cramer*, Vizepräsident der Firma Magnavox Co., USA, nach *Mart*, April 1956).

Funkschau

MIT FERNSEH-TECHNIK UND SCHALLPLATTE UND TONBAND

FACHZEITSCHRIFT FÜR FUNKTECHNIKER

28. Jahrg. 2. Juli-Heft 1956 Nr. 14

Aus dem Inhalt:

	Seite
Kurz und ultrakurz	579
Briefe an die FUNKSCHAU-Redaktion	580
Deutsche Fernsehschau 1956	581
Aus dem FUNKSCHAU-Lexikon: Booster-Diode	582
Zitate	582
Elektrotechnik kennt keine Ländergrenzen	583
Das Neueste aus Radio- u. Fernsehtechnik: UKW-Kleinstsender für Reportageübertragungen; Miniatur-Fernsehkamera; Aus der Normungsarbeit	584
Der Gegenparallel-Verstärker	585
Entzerrer für Lautsprecheranlagen	586
Ein FUNKSCHAU-Streitgespräch: Warum nur ein Vorkreis im AM-Eingang?	587
Zum Spuck-Effekt auf UKW	588
Vergleichstabellen deutscher und amerikanischer Transistoren	589
Der Umgang mit Transistoren: II. Der Transistor in einer Nf-Verstärkerstufe	591
Neue Germanium-Foto-Dioden aus Frankreich	592
Funktechnische Arbeitsblätter: Wk 22 — Magnetisch weiche Werkstoffe, Blatt 1 und 2	593
Billiger Hi-Fi-Verstärker mit Eintakt-Endstufe	597
Ein Röhren-Oszillator ohne Anodenspannung	598
Praktische Versuche mit dem Oszillator ohne Anodenspannung	598
Das Universal-Röhrenvoltmeter als Werkstattinstrument	599
Spannungsteiler für Tongeneratoren	600
Verbesserungen an automatisch abstimmbaren Autoempfängern	601
Thermoschalter als Hilfsmittel für den Funktechniker	602
UKW-Symmetrierglied für 60/240 Ω	602
Standardfrequenz-Generator mit Transistor	602
FUNKSCHAU-Schaltungssammlung: Braun SK 2 b und Siemens A 60	603
Für den jungen Funktechniker: 12. Elektrische Streufelder	604
Vorschläge für die Werkstattpraxis / Fernseh-Service	605
Neuerungen	606
Röhren und Kristalloden	607
Die neuen Musikschränke	608
Persönliches	608

Elektrotechnik kennt keine Ländergrenzen

Der deutsche Monteur, der mit seinem Taschenvoltmeter in die entferntesten Länder der Erde reist, ist sicher, daß dort unter „Ein Volt" genau die gleiche Spannung verstanden wird wie bei uns. Wer in Südafrika elektrische Widerstände bestellt, wird genau die gleichen Werte erhalten, ob er sie aus den USA oder aus Deutschland bezieht. Dies ist uns so selbstverständlich geworden, daß wir nicht einmal darüber nachdenken, und doch ist es das Ergebnis einer langwierigen, aber verständnisvollen und fruchtbaren Zusammenarbeit zwischen den Elektrotechnikern in aller Welt.

Bereits vor der technischen Ausnutzung der Elektrizität kamen vor rund hundert Jahren Physiker der verschiedenen Länder zusammen, um allgemeingültige Grundeinheiten für Strom, Spannung und Widerstand aufzustellen, und vor einem halben Jahrhundert wurde die *Internationale Elektrotechnische Kommission (IEC)* ins Leben gerufen, um die Vereinheitlichung durch Zusammenarbeit der nationalen elektrotechnischen Vereinigungen (in Deutschland des VDE) weiterzutreiben. Seitdem hielt die IEC ihre Sitzungen abwechselnd in den verschiedensten Städten und Ländern der Erde ab, um nach gründlicher schriftlicher Vorbereitung in persönlichen Aussprachen die offenen Fragen zu klären und endgültige Abmachungen vorzubereiten.

Die Arbeit der IEC umfaßt praktisch alle Gebiete der Starkstrom- und der Nachrichtentechnik. Sie will durch einheitliche Ausdrucksweise, Begriffserklärungen, Maße und Einheiten, Symbole und Kurzzeichen die Verständigung unter den Elektroingenieuren aller Länder fördern. Die IEC befaßt sich ferner mit den elektrischen Eigenschaften der Werkstoffe, stellt Empfehlungen und Normen für elektrische Ausrüstungen auf und legt Garantien über Verfahren und Prüfungen, Kenngrößen und wünschenswerte Abmessungen fest.

Die Arbeit in der IEC erfolgt nach demokratischen Grundlagen. Die gefaßten Entschlüsse stellen keine *Vorschriften*, sondern lediglich *Empfehlungen* dar, aber diese Empfehlungen sind so bedeutend, daß sie z. B. bei richterlichen Entscheidungen als „Stand der Technik" angesehen werden und damit auch ohne Gesetzeskraft die Rechtsprechung beeinflussen[1]). Das demokratische Prinzip bei der Aufstellung solcher Empfehlungen ist zwar langwierig, aber es berücksichtigt dabei alle Meinungen. Aus den einzelnen Ländervorschriften wird in der IEC ein gemeinsamer internationaler Vorschlag erarbeitet. Die einzelnen Länderkomitees stimmen dann innerhalb von sechs Monaten für oder gegen den Entwurf ab und machen ihre Bedenken geltend. Als gebilligt gilt eine Vorlage erst dann, wenn sich eine Mehrheit von $^4/_5$ aller Stimmen dafür ergibt. Diese Vorarbeiten bis zur endgültigen Verabschiedung erfolgen zum größten Teil schriftlich, aber von Zeit zu Zeit werden Kongresse veranstaltet, auf denen die Ausschußmitglieder persönlich die schwebenden Fragen besprechen.

So fand auch Anfang Juni d. J. zum erstenmal nach 43jähriger Pause wieder ein *IEC-Kongreß in Deutschland*, und zwar in *München*, mit über tausend Fachkräften aus 26 Ländern statt. Den Funktechniker wird es z. B. interessieren, daß sich unter den rund 150 Fachausschüssen auch solche befinden, die sich mit Schaltsymbolen, Formelzeichen, Meßinstrumenten, Isolierstoffen, Elektroakustik, Elektronenröhren, Meßtechnik, sowie mit Einzelteilen, wie Kondensatoren, Widerständen usw. befassen.

Die Wichtigkeit der Zusammenarbeit mögen einige Streiflicher aus unserem eigenen Arbeitsgebiet beleuchten. Röhrenfassungen sind dank der IEC auf der ganzen Welt gleich. Ob man Röhren von Tungsram in Ungarn, von Osram aus England, von Raytheon aus den USA oder von deutschen Firmen bezieht, der Röhrensockel einer gleichgearteten Röhre paßt stets in die entsprechende Fassung. Aber nicht nur konstruktive Einzelheiten, sondern auch Richtlinien werden in die IEC-Arbeit einbezogen, um unterschiedliche Auffassungen zu beseitigen. So gibt man z. B. in Deutschland für die Belastbarkeit von Röhren *Mittelwerte* an, die sämtliche Fertigungsstreuungen, Netzspannungsschwankungen, Schaltungstoleranzen usw. auffangen. Eine Endröhre mit 9 W Nennbelastung kann demzufolge bei Netzüberspannung und einem an der unteren Toleranzgrenze liegenden Katodenwiderstand auch 11 W vertragen. Die Amerikaner dagegen geben vielfach nicht Durchschnittswerte, sondern *äußerste Grenzwerte* an, die in *keinem* Fall überschritten werden dürfen. Dem Entwicklungsingenieur bleibt es freigestellt, zum Ausgleich von Toleranzen beliebig unter diesem Grenzwert zu bleiben. Im Datenblatt würde also für die gleiche Röhre in USA vielleicht eine Belastbarkeit von 11 W angegeben sein, und der unbefangene Laie sagt sich: „Da seht Ihr, die amerikanischen Röhren leisten mehr", obgleich die Belastbarkeit beider Röhren genau gleich groß ist.

Abgesehen von der immensen Kleinarbeit, die in den Ausschüssen der IEC geleistet wird, ist es jedoch besonders bedeutungsvoll, daß hier Menschen aus den verschiedensten Nationen, auch aus der Sowjetunion und den Ostblockstaaten, sich ohne politische Absichten zu sachlicher Arbeit zusammenfinden, um die Anwendung der Elektrotechnik zu vereinfachen und damit den Lebensstandard in aller Welt zu heben.

So lieferte die Münchener Tagung der IEC wie alle bisherigen Kongresse neben ihren fachlichen Ergebnissen auch einen solchen Beitrag zum gegenseitigen Verstehen und Kennenlernen von Menschen verschiedener Rassen und Weltanschauungen. Hierzu trug auch ein wohlüberlegtes kulturelles Rahmenprogramm bei, das die ausländischen Teilnehmer mit der Atmosphäre Münchens vertraut machte. Limann

[1]) Man vergleiche hierzu die „Empfehlungen" der Bundespost über die zulässige Störstrahlung von Rundfunkempfängern. Auch hierauf wurden richterliche Urteile gegründet, die den Betrieb von störenden Empfängern untersagten!

Herausgegeben vom

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

Verlag der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer

Verlagsleitung: Erich Schwandt

Redaktion: Otto Limann, Karl Tetzner

Anzeigenleiter u. stellvertretender Verlagsleiter: Paul Walde

Erscheint zweimal monatlich, und zwar am 5. und 20. eines jed. Monats. **Zu beziehen** durch den Buch- u. Zeitschriftenhandel, unmittelbar vom Verlag u. durch die Post. **Monats-Bezugspreis** 2.40 DM (einschl. Postzeitungsgebühr) zuzügl. 6 Pfg. Zustellgebühr. Preis des Einzelheftes 1.20 DM.

Redaktion, Vertrieb und Anzeigenverwaltung: Franzis-Verlag, München 2, Luisenstr. 17, Eingang Karlstraße. — Fernruf: 5 16 25/26/27. Postscheckkonto München 57 58.

Hamburger Redaktion: Hamburg-Bramfeld, Erbsenkamp 22a — Fernruf 63 79 64

Berliner Geschäftsstelle: Bln.-Friedenau, Grazer Damm 155. Fernruf 71 67 68 — Postscheckk.: Berlin-West Nr. 622 66.

Verantwortlich für den Textteil: Ing. Otto Limann; für den Anzeigenteil: Paul Walde, München. — Anzeigenpreise nach Preisliste Nr. 8.

Verantwortlich für die Österreich-Ausgabe: Ing. Ludwig Ratheiser, Wien.

Vertretung im Saargebiet: Ludwig Schubert, Neunkirchen (Saar), Stummstraße 15.

Auslandsvertretungen: Belgien: De Internationale Pers, Berchem-Antwerpen, Cogels-Osylei 40. — Niederlande: De Muiderkring, Bussum, Nijverheidswerf 19–21. — Österreich: Verlag Ing. Walter Erb, Wien VI, Mariahilfer Straße 71. — Schweiz: Verlag H. Thali & Cie., Hitzkirch (Luzern).

Alleiniges Nachdruckrecht, auch auszugsweise, für Holland wurde dem Radio Bulletin, Bussum, für Österreich Herrn Ingenieur Ludwig Ratheiser, Wien, übertragen.

Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, (13b) München 2, Luisenstr. 17. Fernsprecher: 5 16 25. Die FUNKSCHAU ist der IVW angeschlossen.

DAS NEUESTE aus Radio- und Fernsehtechnik

UKW-Kleinstsender für Reportageübertragungen

Neben Rundfunk und Fernsehen haben die ultrakurzen Wellen in Funkdiensten der Sicherheitsbehörden in den letzten Jahren ständig zunehmende Bedeutung erlangt. Polizei, Feuerwehr und Rettungsdienst benötigen sowohl Geräte für Gegensprechverkehr auf zwei Frequenzen als auch für den Wechselsprechverkehr auf einer Frequenz. Auch im Eisenbahnwesen bringt der UKW-Funk große Vereinfachungen und Verbesserungen. Darüber hinaus werden Ultrakurzwellen in zunehmendem Umfange in der Wirtschaft und Industrie sowie für Reportagezwecke eingesetzt. Für diese zuletzt erwähnten Anwendungen werden besonders kleine, leichte und transportable UKW-Funksprechgeräte benötigt, mit denen einseitige Funkverbindungen über kürzere Entfernungen (Sichtweite) durchgeführt werden können. Siemens & Halske haben für diese

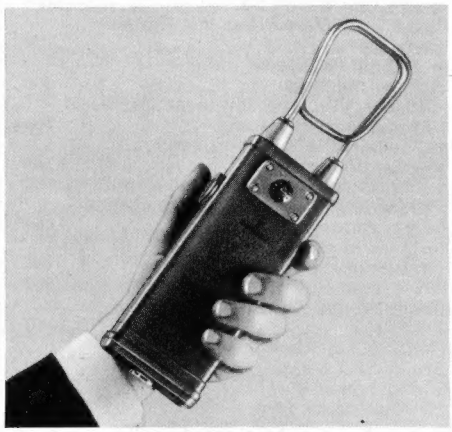


Bild 1. Das handliche UKW-Funkmikrofon

Zwecke einen UKW-Kleinstsender („UKW-Funkmikrofon") geschaffen, der sich durch sehr geringes Gewicht und Volumen sowie einfache Handhabung auszeichnet.

Die Arbeitsweise des „UKW-Funkmikrofons" geht aus der Schaltung (*Bild 2*) hervor. Ein Oszillator mit aperiodischer Quarzschwingschaltung erzeugt die Grundfrequenz des Senders. Im nachfolgenden Einröhren-Modulator wird die Grundfrequenz mit der von einem Miniatur-Kohlemikrofon gelieferten und in einem Transformator hochtransformierten Sprechwechselspannung phasenmoduliert. Drei anschließende Verdreifacher-Stufen bilden aus der Grundfrequenz die Sendefrequenz. Eine Treiberstufe liefert die zur Aussteuerung der Endstufe erforderliche Hochfrequenzleistung. Die Endstufe gibt ihre Leistung über einen Hochpaß zur Unterdrückung von Oberwellen an die scheibenförmige Sendeantenne. Der Sender ist im ganzen Bereich von 68 bis 87,5 MHz oder 156 bis 174 MHz durchstimmbar. Bei Frequenzwechsel läßt sich der Quarz leicht gegen einen anderen austauschen und der Sender auf die neue Frequenz abstimmen. Die Sendeleistung beträgt etwa 50 mW.

Bild 1 zeigt die Gesamtausführung des UKW-Funkmikrofons. Das Gerät ist in einem kleinen Stahlblechgehäuse untergebracht, aus dem die nicht rostende Schleifenantenne herausragt. Die Schallschwingungen des Sprechers erreichen das eingebaute Mikrofon durch eine mit einer feuchtigkeitsfesten Folie abgedichtete Perforation. Die seitlich angeordnete Sprechtaste ist durch eine Membran gegen das Eindringen von Feuchtigkeit geschützt. Der Batterieteil läßt sich durch eine Vierteldrehung am Schnellverschluß mit einem Griff herausziehen.

H. H. K.

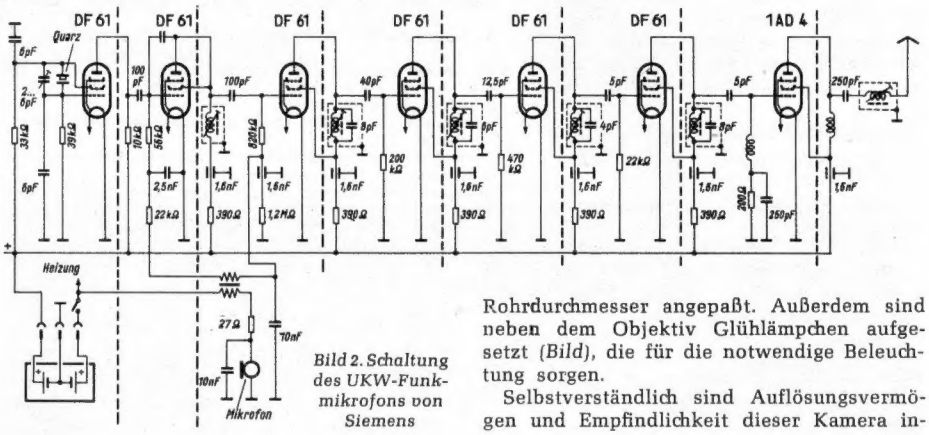


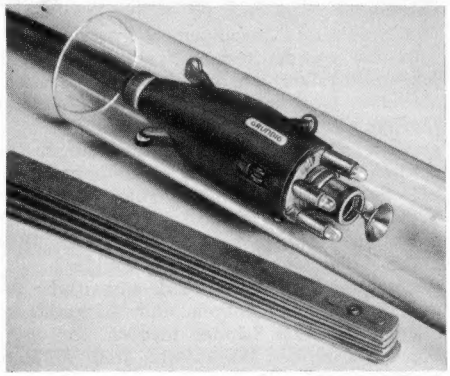
Bild 2. Schaltung des UKW-Funkmikrofons von Siemens

Miniatur-Fernsehkamera

Für Anwendungsfälle des industriellen Fernsehens, bei denen nur ein sehr begrenzter Raum zur Verfügung steht, beispielsweise im Innern von Rohren, wird von Grundig eine *runde Fernsehkamera* mit einer Länge von 130 mm und einem größten Durchmesser von 47 mm geliefert. Der Aufbau einer derart kleinen Kamera wurde durch die Entwicklung einer Aufnahmeröhre vom Vidicontyp in Zigarrengröße durch die Physikalisch Technischen Werkstätten Prof. Dr. Heimann ermöglicht. Die Abmessungen der Aufnahmeröhre sind 90×13,5 mm, die nutzbare Bildfläche beträgt 4,5×6 mm. Als Objektive werden 8-mm-Schmalfilm-Optiken mit Umlenkspiegel oder Spezialobjektive mit extrem großem Bildwinkel verwendet.

Um die Lage der Aufnahmeröhre innerhalb der Kamera zentrisch wählen zu können, was wegen der günstigen optischen Abbildung der Umgebung des Aufnahmeobjektivs sehr von Vorteil ist, mußten beim Aufbau der Ablenk- und Fokussiereinheit neue Wege beschritten werden. An die Stelle der Fokussierspule traten permanente Magnetstäbe; der Durchmesser des Ablenkjoches wurde auf ein Minimum reduziert. Dadurch konnte die Schaltung einschließlich Verstärkerröhren, die aus der Subminiaturreihe gewählt wurden, in die Fokussiereinheit eingebaut werden, so daß der Außendurchmesser der Anordnung erheblich reduziert werden konnte. Zur Verwendung der Miniaturkamera für die Innenbetrachtung von Röhren sind auf dem Außenmantel gefederte Laufräder angebracht. Durch eine besondere Vorrichtung werden diese an den jeweiligen Rohrdurchmesser angepaßt. Außerdem sind neben dem Objektiv Glühlämpchen aufgesetzt (*Bild*), die für die notwendige Beleuchtung sorgen.

Selbstverständlich sind Auflösungsvermögen und Empfindlichkeit dieser Kamera infolge der verkleinerten Fläche der Aufnahmeschicht des verwendeten Resistrons gegenüber der normalen größeren Ausführung merklich geringer. Das Auflösungsvermögen ist etwa auf 350 Zeilen begrenzt; zur Erzielung eines möglichst rauschfreien Bildes bei geringstmöglicher Beleuchtung sind dabei die Eigenschaften der Verstärker-Eingangsröhre von ausschlaggebender Bedeutung. Leider ist zur Zeit eine Subminiaturröhre mit den gewünschten Daten nur in USA erhältlich. Da es sich bei der praktischen Anwendung der Kamera meist um die Betrachtung von sehr nahen und daher in der optischen Abbildung grobstrukturellen Objekten handelt, fällt der Nachteil der geringeren Auflösung nicht sonderlich ins Gewicht. Mit der beschriebenen Kamera ist es möglich, Rohre mit einem



Zur Veranschaulichung ist die Miniatur-Fernsehkamera in einem Glasrohr fotografiert; in der Praxis dient sie z. B. zur Prüfung der Innenwandung von Rohren in großen Kesselanlagen

minimalen Innendurchmesser von 56 mm und 350 mm oder mehr Krümmungsradius von innen zu betrachten. Der Transport der Kamera innerhalb des Rohres erfolgt durch das Kamerakabel und ein angehängtes Zugseil.

W. M.

Aus der Normungsarbeit

Schaltzeichen. Auf der Sitzung des Technischen Komitees TC 3, Schaltzeichen, der IEC, die im Juni/Juli 1955 in London stattfand, wurden wichtige Ergebnisse erzielt, über die jetzt Näheres bekannt wird. Wegen der vielen Einsprüche gegen die Festlegung der Schaltzeichen für Widerstände, Scheinwiderstände, Induktivitäten und Wicklungen gelangte man zu einer Kompromißlösung. Die IEC schuf eine Reihe von Schaltzeichen, die sie zur bevorzugten Anwendung empfiehlt, daneben sind aber wahlweise zu verwendende Alternativ-Schaltzeichen angegeben. Bemerkenswert ist, daß das ursprünglich für Wicklungen vorgesehene schwarze Rechteck, gegen dessen Einführung sich die FUNKSCHAU mehrfach gewandt hat, jetzt nur noch als Alternativ-Schaltzeichen gilt. Zur bevorzugten Anwendung wird die Schlangenlinie empfohlen, wie wir sie seit jeher zur Darstellung von Spulen benutzen.

Magnettontechnik. Im Mai erschien der Entwurf zu DIN 45 520, Verfahren zum Messen von Absolutwert und Frequenzgang des remanenten Bandflusses auf Magnettonbändern. Er behandelt das Verfahren zum Bestimmen der Intensität einer auf einem Magnetband vorhandenen remanenten Magnetisierung und das Verfahren zum Bestimmen des Frequenzganges einer solchen Magnetisierung. Einsprüche und Änderungsvorschläge müssen bis spätestens 31. 8. 56 an den Fachnormenausschuß Elektrotechnik, Berlin W 15, Fasanenstraße 22, eingereicht werden.

Berichtigung

Neue Schaltungen für neue Transistoren

FUNKSCHAU 1956, Heft 11, Seite 438

Die Wickelangaben für den Transformator Tr 1 müssen lauten:

w_1 = 690 Windungen 0,17 CuL
w_2 = 110 Windungen 0,17 CuL
w_3 = 850 Windungen 0,17 CuL
w_4 = 850 Windungen 0,17 CuL

Der Gegenparallel-Verstärker

Die Hi-Fi-Techniker bemühen sich, immer neue und noch verzerrungsärmere Verstärker-Endstufen zu entwickeln. Zur Zeit versucht man, auf den gleichstrombelasteten Ausgangsübertrager ganz oder teilweise zu verzichten, um seinen qualitätsmindernden Einfluß auszuschalten. Eine interessante Vorstufe dieser Entwicklung ist der PPP-Verstärker, den R. J. de Cneudt im RADIO-MAGAZIN 1955, Nr. 4, beschrieb. Dieses Gerät arbeitet mit zwei Netzteilen und gegen Erde symmetrischen Endstufen-Katoden. Ähnliche Schaltungen werden bereits von den Firmen Electro-Voice (USA), Philips (FUNKSCHAU 1955, Nr. 11, Seite 219) und Voimaradio Oy (Finnland) verwendet. Nachstehend bringen wir eine im Laboratorium der letztgenannten Firma entwickelte neue Schaltung, die sich durch besonders einfachen und preiswerten Aufbau sowie durch hohe elektrische Stabilität auszeichnet (nach T. M. Köykkä).

Die Röhren eines normalen Gegentaktverstärkers *(Bild 1a)* sind wechselstrommäßig in Reihe geschaltet. Die Anodenströme der beiden Röhren werden bei Vollaussteuerung abwechselnd zu Null. Die beiden Röhren kann man nach *Bild 1b* durch zwei in Reihe liegende Generatoren G 1/G 2 ersetzen. Den beiden Teilwicklungen des Ausgangsübertragers sind die unvermeidlichen Streu-Induktivitäten 1/2 Ls vorgeschaltet; Rb stellt die Belastung dar.

Zuerst soll der Augenblick betrachtet werden, in dem die Ströme und die Steilheit beider Röhren gleich groß sind. Einer Stromzunahme in der Röhre Rö 1 entspricht ein gleich großer Stromrückgang in Rö 2. Der Strom fließt von G 2 zu G 1 (Bild 1b) durch den Belastungswiderstand Rb. Der Gegentaktübertrager mit seiner Streuinduktivität Ls hat keinen Einfluß auf diesen Strom.

Anders ist es, wenn der Strom in Rö 2 schon zu Null geworden ist. Für eine weitere Zunahme des Stromes in Rö 1 ist eine entsprechende Abnahme in Rö 2 nicht mehr möglich. Demzufolge muß Rö 1 (im Ersatzschaltbild 1b als Generator G 1 dargestellt) nun allein den Strom für den Belastungswiderstand Rb liefern; dazu ist der Gegentaktübertrager erforderlich. Er arbeitet im Ersatzschaltbild als Sparübertrager zwischen G 1 und Rb, wobei ihm aber die obere Streuinduktivität 1/2 Ls vorgeschaltet ist.

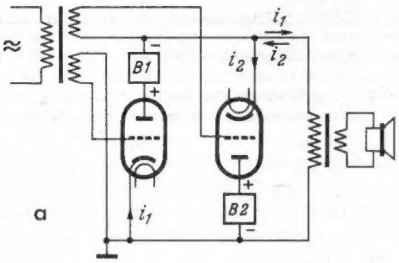
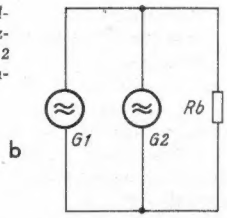


Bild 2. Gegenparallelschaltung mit Ersatzschaltbild. B 1 und B 2 sind die Anodenstromquellen



Die Übertragerstreuung im Gegentaktverstärker

Die Streuinduktivität wird also bei einem normalen Gegentaktverstärker in Klasse AB oder B in jeder Periode einmal ein- und ausgeschaltet. Dadurch entstehen „Schaltverzerrungen" (switching transients), die sehr schwer zu beseitigen sind und die bei höheren Frequenzen zunehmen. Eine besonders unangenehme Folge dieser Erscheinung ist die sogenannte Intermodulationsverzerrung. Im praktischen Betrieb überträgt ein Niederfrequenzverstärker stets mehrere Frequenzen gleichzeitig (z. B. Musik). Durch das Ein- und Ausschalten der Streuinduktivität werden die höheren Frequenzen mit der doppelten Frequenz der niedrigeren moduliert. Dadurch entstehen Kombinationsfrequenzen, die nicht im harmonischen Verhältnis zu den Grundfrequenzen stehen und die das Ohr sehr störend und unangenehm empfindet.

Es gibt nun zwei Möglichkeiten, um die Folgen der Schaltvorgänge in einem normalen Gegentaktverstärker zu mildern.

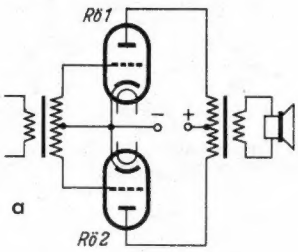
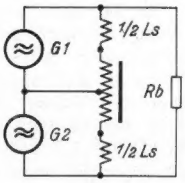


Bild 1. Normale Gegentaktschaltung u. Ersatzschaltbild mit Streuinduktivität Ls



1. Man macht die Streuung des Ausgangsübertragers möglichst klein, d. h. die Wicklungen bestehen aus mehreren untereinander verschachtelten Teilen, die außerhalb des Übertragers hintereinander oder parallel geschaltet werden. Die Streuinduktivität läßt sich auf diese Weise zwar stark herabsetzen, aber niemals vollständig ausschalten. Außerdem sind verschachtelt gewickelte Übertrager umfangreich und teuer und sie verzehren etwa 25 bis 30 % der Gesamtsprechleistung.

2. Man kann auch den Verstärker grundsätzlich in Klasse A arbeiten lassen. Leider wird auch hiermit das Problem nicht endgültig gelöst, weil ja die Röhrenkennlinien keine Geraden, sondern eben Kurven sind. Hinzu kommt, daß der Wirkungsgrad einer Gegentaktendstufe bei A-Betrieb ungünstig ist.

Wenn man beste Wiedergabe anstrebt, soll man die beiden angeführten Möglichkeiten miteinander verbinden. Man kommt dann zu dem bekannten *Williamson*-Verstärker, dessen Intermodulationsfaktor bei etwa 2% liegt. Genauer besehen handelt es sich dabei um einen 40-Watt-Verstärker, dem nur 10 Watt entnommen werden. Das ist kein besonders wirtschaftliches Verfahren!

Die bisherige Gegenparallelschaltung

Alle von der Übertrager-Streuung herrührenden Verzerrungen entfallen, wenn die Endröhren gegenphasig parallel geschaltet werden (Finnisches Patent 27 332), wie es die *Bilder 2a* und *2b* zeigen. Dadurch werden die durch Streuinduktivität hervorgerufenen Verzerrungen gänzlich vermieden. Ein weiterer Vorteil ist, daß die Primärwicklung des Ausgangs-Übertragers gleichstromfrei arbeitet, denn die Anodenströme i_1 und i_2 der beiden Röhren heben sich darin auf. Der Übertrager läßt sich deshalb in Sparwicklung ausführen (Autotransformator), was dem Wirkungsgrad zugute kommt. Die Anpassungsimpedanz beträgt nur 25 % gegenüber der normalen Schaltung. Man muß die Primärwicklung nicht verschachtelt ausführen, wodurch sich der Füllfaktor verbessert. B 1 und B 2 sind zwei getrennte Netzteile für die beiden Endröhren.

Nach diesen Gesichtspunkten (Bild 2) aufgebaute Verstärker wurden bisher nach der Prinzipschaltung *Bild 3* ausgeführt, damit die Endstufe in RC-Schaltung anzusteuern ist. Der Ausgangsübertrager besitzt eine Mittelanzapfung und die beiden Katoden der Endröhren führen die halbe Ausgangsspannung gegen Erde. Die Vorröhren müssen in der Lage sein, etwa 90 V Tonspannung abzugeben. Das wird dadurch erreicht, daß die Anodenwiderstände R 5 und R 6 an der gleichen Spannungsquelle liegen wie die Katode der entsprechenden Endröhre. Der Wechselstrom-Außenwiderstand der Röhre wird auf diese Weise um etwa den Faktor 10 erhöht. Weil die Endstufe teilweise mit Katodenausgang arbeitet, entsteht eine Gegenkopplung von etwa 3 : 1 = 10 dB.

Die in Bild 3 gezeigte Schaltung hat den Nachteil, daß die Netzteile B 1 und B 2 Tonspannung gegen Erde führen. Deshalb ist für die Vorstufen – z. B. für einen Empfangsvorsatz – noch ein drittes Netzgerät erforderlich.

Ein neuer Gegenparallelverstärker

Tapio M. Köykkä ist es gelungen, eine Schaltung zu entwickeln, die diese Nachteile nicht besitzt *(Bild 4)*. Die Katode der unteren Endröhre und ein Netzteil liegen an Masse. Die andere Katode führt die Gesamt-Ausgangsspannung gegen Masse. Um trotzdem eine vollkommen symmetrische Steuerung der beiden Endröhren zu erzielen, sind die Katoden der beiden Treiberröhren wechselstrommäßig zwischen den Katoden der Endröhren angeschlossen. Damit auf einen angezapften Übertrager verzichtet werden kann, sind hierfür die Widerstände R 13 und R 17 vorgesehen. Sie bilden gleichzeitig den für die Phasenumkehrung notwendigen großen Katodenwiderstand. Man könnte jetzt das Gitter des rechten Triodensystems der Vorstufen-Doppeltriode mit den Widerständen R 15 und R 16 an den Spannungsmittelpunkt der Endröhren-Katoden anschließen. Es hat sich aber gezeigt, daß die Phasenumkehrschaltung besser arbeitet, wenn man die genannten Widerstände so zwischen die Anoden der Treiberröhren schaltet, wie es Bild 4 zeigt.

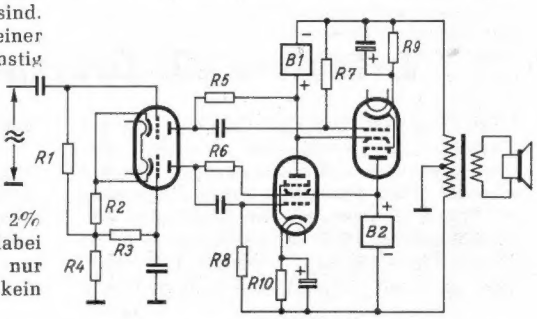


Bild 3. Gegenparallel- und PPP-Schaltung mit gegen Erde symmetrischen Katoden

Gegenkopplung bei der neuen Schaltung

Die Phasenumkehrröhre Rö 2 arbeitet jetzt wie eine teilweise katodengekoppelte Stufe, weil die Katode der Umkehrröhre die halbe Ausgangsspannung gegen Masse führt. Das

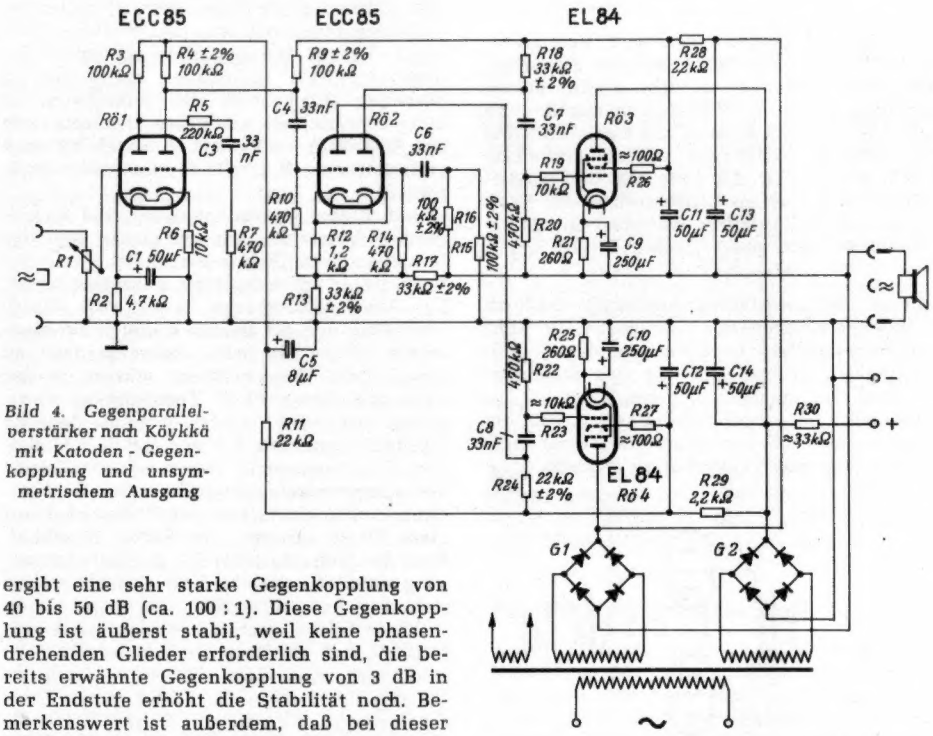


Bild 4. Gegenparallelverstärker nach Köykkä mit Katoden - Gegenkopplung und unsymmetrischem Ausgang

ergibt eine sehr starke Gegenkopplung von 40 bis 50 dB (ca. 100 : 1). Diese Gegenkopplung ist äußerst stabil, weil keine phasendrehenden Glieder erforderlich sind, die bereits erwähnte Gegenkopplung von 3 dB in der Endstufe erhöht die Stabilität noch. Bemerkenswert ist außerdem, daß bei dieser Schaltung die Gegenkopplungsspannung von der ganzen Primärwicklung abgenommen wird, während in der Schaltung nach Bild 3 zwei völlig symmetrische Gegenkopplungskanäle erforderlich wären.

Die Röhre Rö 1 soll an Rö 2 eine Spannung von rund 90 V abgeben können. Damit das verzerrungsfrei möglich ist, setzt sich der Anodenwiderstand aus dem Spannungsteiler R 3 und R 9 zusammen, der die Anodenwechselspannung der Röhre auf den Punkt der halben Ausgangsspannung legt. Dadurch wird der Wechselstromwiderstand von Rö 1 (rechte Triode) rund 50 bis 60mal höher als der Gleichstromwiderstand. Mit einer Anodengleichspannung von etwa 200 V wird die geforderte Steuerspannung mit Sicherheit erzielt. Der Anodenstrom kann infolge des großen Außenwiderstandes sehr klein sein. Weil der 10-kΩ-Katodenwiderstand nicht überbrückt wird, arbeitet dieses Röhrensystem mit Stromgegenkopplung.

Die Endstufe läßt sich zweckmäßig ohne Ausgangsübertrager aufbauen, wenn man den notwendigen Anpassungsübertrager in das Lautsprechergehäuse verlegt. Dann ist es auch möglich, dem Hochtonsystem einen eigenen Übertrager zuzuordnen. Beim Tieftonübertrager braucht man sich gar nicht über die Streuung Gedanken zu machen; er soll lediglich ausreichende Primärinduktivität besitzen und einen niedrigen ohmschen Widerstand aufweisen (starker Draht). In den meisten Fällen ist aber die Verstärkerleistung für Heimwiedergabe mehr als ausreichend, so daß etwaige ohmsche Verluste in der Wicklung ohne Nachteil sind.

Die Gegenkopplung hebt die vom Ausgangsübertrager bei den tiefsten Frequenzen verursachten Verzerrungen auf. Damit aber keine zusätzliche Belastung auftritt, soll der Wechselstromwiderstand der Primärwicklung 6 bis 10 kΩ betragen.

Ein Verstärker nach Bild 4 mit zwei Endröhren EL 84 in Klasse AB liefert 18 W Sprechleistung bei 1,2 % Intermodulationsverzerrungen. In Klasse B lassen sich gleich gute Ergebnisse erzielen, wenn mit fester Gittervorspannung gearbeitet wird. Die Ausgangsspannung weicht zwischen 15 Hz und 25 000 Hz um nur ± 0,1 dB vom Sollwert ab. Der Verstärker nach Bild 4 ist in zahlreichen Ländern zum Patent angemeldet worden.

Entzerrer für Lautsprecheranlagen

Immer wieder tritt der Fall ein, daß ein Verstärker für verschiedene Aufgaben verwendet werden soll. Das bedingt in den meisten Fällen eine individuelle Anpassung der Frequenzkurven an den jeweiligen Verwendungszweck. Soll der Verstärker z. B. für Magnetofonaufnahmen verwendet werden, muß er einen geradlinigen Frequenzgang besitzen, da die entsprechenden Entzerrer im Magnetofon enthalten sind. Die Forderung nach möglichst geringen linearen Verzerrungen wird in erhöhtem Maße beim Umspielen von Bändern gestellt, da sich hier jede Nichtlinearität mehrfach auswirken kann. Andererseits soll sich der Verstärker aber auch in seinem Frequenzgang regeln lassen, wenn er in einer Lautsprecher-Übertragungsanlage Verwendung findet. Hier ist es notwendig, den raumakustischen Gegebenheiten Rechnung zu tragen. Die Möglichkeit einer getrennten Anhebung von Tiefen und Höhen, die dazu noch rückwirkungsfrei ist, ist bei solchen Anlagen unentbehrlich.

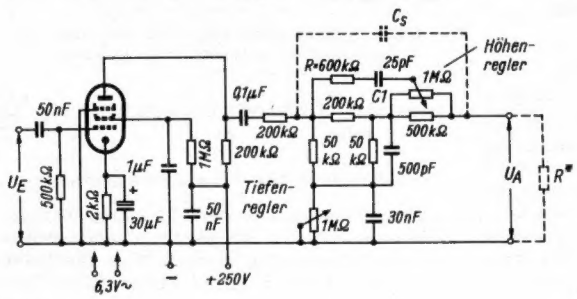


Bild 1. Höhen- u. Tiefenentzerrer mit vorgeschalteter Röhre, um die Dämpfung auszugleichen

Es wurde daher eine *Entzerrerschaltung* entwickelt, die an den Eingang eines jeden Verstärkers anschaltbar ist (*Bild 1*). Um die Dämpfung durch den Entzerrer auszuschalten, ist eine Röhre vorgeschaltet, die so hoch verstärkt, daß Eingangs- und Ausgangsspannung gleich sind, wenn sowohl Tiefen- als auch Höhenregler nach links gedreht sind. Dann ist auch der Frequenzgang von 50...15 000 Hz praktisch geradlinig (± 1,5 dB) (*Bild 2a*). Wird der Tiefenregler betätigt, so werden die Tiefen infolge der Spannungsteilung weniger gedämpft. Für 50 Hz ist dann eine Anhebung bis um das Zehnfache möglich. Bei Betätigung des Höhenreglers wird der Kondensator C 1 wirksam, so daß bei voll aufgedrehtem Höhenregler die Frequenz 15 000 Hz bis zu Faktor 10 angehoben wird. Sind beide Regler voll aufgedreht, so ergibt sich eine Kurve nach *Bild 2b* mit einem Tiefpunkt bei 600 Hz. Es erfolgt eine geringe Verschiebung dieses Punktes in Abhängigkeit von der Reglerstellung (max. 3 dB), die aber gehörmäßig nicht wahrnehmbar ist. Da keine gegenseitige Beeinflussung der Regler erfolgt, kann man diese in dB-Anhebung eichen. Das hat den Vorteil, daß man jede einmal für gut befundene Einstellung jederzeit wiederfindet.

Da die Röhre EF 804 oder EF 86, die hier als Vorverstärker Verwendung findet, gegen Brummeinflüsse durch die Wechselstromheizung sehr unempfindlich ist, erübrigt sich eine Gleichstromheizung, und somit können die Betriebsspannungen leicht dem Verstärker entnommen werden. Der Anodenstrombedarf beträgt bei U_B = 250 V etwa 0,9 mA.

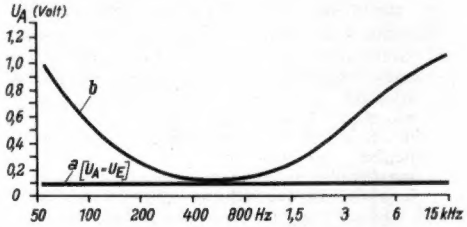


Bild 2. Regelkurven des Entzerrers; a = Regler nach links gedreht, b = Regler voll aufgedreht

Beim Aufbau des Entzerrers ist darauf zu achten, daß die in Bild 1 dargestellte schädliche Kapazität C_s möglichst gering ist, damit nicht von vornherein eine Anhebung bei den Höhen erfolgt.

Die Kapazität der Leitung vom Ausgang des Entzerrers zum Verstärker darf wegen der relativen Niederohmigkeit bis zu etwa 50 pF betragen. Der in Bild 1 dargestellte Abschlußwiderstand R* des Entzerrers soll 125 kΩ betragen und muß sich aus der Parallelschaltung des Eingangswiderstandes des Verstärkers und eines zusätzlichen Widerstandes ergeben, um dem Gebilde eine Verstärkung von 1 zu geben. Außerdem ist er bestimmend für den Grad der Entzerrung bei den Höhen. Wird eine noch stärkere Höhenentzerrung gewünscht, kann R (600 kΩ) verringert werden. Allerdings ist dann die Linearität bei zurückgedrehten Reglern bei den Höhen etwas schlechter.

Bei einer Eingangsspannung von 0,4 V ergibt sich ein Klirrfaktor von etwa 5 %. Sollten die angeschlossenen Tonspannungsquellen eine höhere Spannung liefern, so ist es zweckmäßig, vor den Eingang des Entzerrers einen Regler zu schalten. Bei 0,1 V Gitterwechselspannung ist der Klirrfaktor kleiner als 1 %. Eventuell muß dann der Lautstärkeregler des nachfolgenden Verstärkers weiter aufgedreht werden.

H. Burghardt

FUNKSCHAU-*Streitgespräch*

Warum nur ein Vorkreis im AM-Eingang?

Wie früher im „Radio-Magazin" wollen wir jetzt auch in der FUNKSCHAU in Streitgesprächen zu aktuellen Themen Stellung nehmen. Verschiedene maßgebende Fachleute äußern sich jeweils zu einer allgemein interessierenden Frage.

Vor einigen Monaten beschwerte sich unser Leser R. L. temperamentvoll über die heute fast durchweg festzustellende Vernachlässigung der AM-Vorselektion im Rundfunkgerät, die im Gegensatz zur reichen Ausstattung mit Zf-Kreisen steht. Er forderte das *Eingangsbandfilter*, selbst wenn dieser Mehraufwand zu Lasten etwa der Ferritantenne gehen sollte. Das Thema schien uns recht dazu geeignet, die Gemüter zu erhitzen und eine lehrreiche Diskussion zu entfesseln. Wir legten das nachstehend abgedruckte Schreiben unseres Lesers einigen maßgebenden Entwicklungs- und Laboringenieuren der Industrie vor. Aus den fast vollzählig eingetroffenen Antworten können einige interessante Erkenntnisse gewonnen werden. Zunächst der Brief des Lesers, der die Diskussion auslöste:

„Der abendliche Wellensalat im MW-Bereich unserer Empfänger ist zur Genüge bekannt, und er wird stets mit dem Hinweis auf den Kopenhagener Wellenplan abgewimmelt. Ich meine jedoch, daß ein Teil der Störungen auf die mangelnde Vorselektion unserer Empfänger zurückzuführen ist. Während man sich bemüht, die Selektion gegen Nachbarsender durch vermehrte Zahl von Zf-Kreisen zu steigern, und dabei immer mehr Höhen wegschneidet, haben selbst Großsuper mit 8 bis 10 AM-Kreisen nur einen einzigen Vorkreis. Die Vorselektion entspricht damit der Güte eines Detektor-Empfängers. Starke Sender, die so mit Sicherheit an das Gitter der Mischröhren gelangen und dort dem gewünschten Träger aufmoduliert werden, bringt aber kein Zf-Bandfilter mehr weg.

Man sollte wirklich einmal die Labor-Ingenieure bitten, abends mit einem Einkreis-Detektor-Empfänger und einer Hochantenne (dies entspricht ja den Verhältnissen beim Empfang mit einem Super) das Mittelwellenband abzuhören. Es ist mit einer solchen Anordnung unmöglich, die Ortssender bzw. Bezirkssender voneinander zu trennen. Und dieser Salat wird dann auf die Mischröhre unserer Superhets gegeben . . . Zusammen mit den Oberwellen der aus verständlichen Gründen recht fest rückgekoppelten Oszillatoren muß sich dabei ein ziemliches Zf-Gemisch ergeben.

Warum erinnert man sich also nicht endlich der alten Weisheit, daß Spiegelempfang und Kreuzmodulation mit Hilfe eines Eingangsbandfilters zu verringern sind? Wenn dies wirklich spürbare Mehrkosten verursacht, könnte man bei Geräten der unteren Preislage meines Erachtens lieber auf die Ferrit-Peilantenne verzichten, die doch kein Mensch sachgemäß bedienen kann. Bei einem Eingangsbandfilter dagegen erfolgt die richtige Handhabung zwangsläufig. R. L., *Allach*

Aus dem Hause **Siemens & Halske** *ging uns folgende kurze Entgegnung zu:*

„Der Verfasser ist der Meinung, daß der abendliche Wellensalat im Mittelwellenbereich der Empfänger in erster Linie auf die mangelnde Vorselektion zurückzuführen ist, und zwar die mangelnde Selektion zum Nachbarsender. Er führt als Beweismittel den Empfang mit einem Einkreis-Detektor-Empfänger an einer Hochantenne an. Es wird hierbei aber ganz außer acht gelassen, daß der Abstimmkreis eines Detektor-Empfängers sehr erheblich bedämpft ist, die Kreisselektion also bedeutend geringer als die eines normalen Vorkreises eines Röhrenempfängers ist. Echte Störungen durch Kreuzmodulation sind auch bei abendlichem Empfang an einer guten Antenne im allgemeinen nicht bemerkbar. Die Weitabselektion eines Gerätes mit mindestens zwei Vorkreisen ist naturgemäß merklich besser als die nur mit einem Vorkreis. Der erzielbare Gewinn der Empfangsgüte ist jedoch im allgemeinen nicht so, daß sich die merklichen Kostenaufwendungen für einen zweiten Vorkreis lohnen."

Dipl.-Ing. Auerbach von der **Deutschen Philips GmbH** *sieht vorzugsweise ein wirtschaftliches Problem:*

„Es wäre gewiß möglich, durch Verwendung einer besseren Vor-Selektion den Mittelwellenempfang erträglicher zu gestalten, aber die Minderung der Empfangsqualität durch ungenügende Vor-Selektion steht in gar keinem Verhältnis zu den viel größeren Schwierigkeiten, die durch das Wellen-Chaos der Senderseite hervorgerufen werden.

Der Leser hat in manchen Punkten gewiß recht, aber für die Labor-Ingenieure der Industrie besteht vorwiegend die Aufgabe, die Empfänger preiswert zu entwickeln und alle die Dinge einzusparen, die nicht unbedingt für die durchschnittlich gewünschte Empfangsleistung erforderlich sind.

Händlerschaft und die breite Masse des Käuferpublikums legen zudem in allererster Linie den größten Wert auf eine möglichst sorgfältige und pompöse äußere Ausstattung, so daß für diesen Teil des Empfangsgerätes ein erheblicher Wertanteil aufgewandt werden muß, der naturgemäß bei gleichbleibenden Preisen der technischen Seite des Gerätes vorenthalten wird. Die deutsche Rundfunkindustrie produziert allerdings für spezielle Wünsche auch verschiedene Luxustypen, die jede Art technischen Komfort bieten und Hörer – wie Ihr Leser – müßten bei der Anschaffung auf die entsprechenden Empfängertypen zurückgreifen.

Die Rundfunkindustrie, die heute zu dem günstigsten Preisindex von allen Sparten Apparate in großen Auflagen produziert, ist beim Entwurf und bei der Auslegung vor allem von den Wünschen der Händler und der breiten Käufermasse abhängig und nicht in der Lage, technischen Pionierdienst zu leisten, der erfahrungsgemäß im Geschäftsleben selbst bei Aufwand großer Mittel wenig Widerhall findet, abgesehen von wirklich eklatanten Fortschritten, die sich jedoch im Rahmen des normalen Preisgefüges bewegen müssen."

Von **Saba** *wird uns wie folgt geschrieben:*

„In dem Maße, wie in der Bundesrepublik die Anzahl der UKW-Sender größer wurde, sank umgekehrt die Bewertung des Empfangs auf dem Mittelwellenbereich.

Wenn die Rundfunk-Industrie, gemessen am Preisniveau des Jahres 1928 (Index 100) Empfänger mit AM- und FM-Empfang zu liefern in der Lage ist, deren Preis-Index gemessen an der vorhergehenden Zahl bei 91 liegt, dann dürfte klar werden, daß die Ersparnismöglichkeiten kleiner und kleinster Beträge ausgenützt werden mußten. Dieser nüchternen Überlegung sind dann auch allenthalben die vordem so nützlichen und notwendigen AM-Vorkreise und -Röhren zum Opfer gefallen. Nur bei ausgesprochenen Kurzwellen-Export-Empfängern wird man heute noch die durchaus sinnvolle Anordnung eines Vorkreises oder eines Eingangsbandfilters mit besonderer Röhre finden.

Die Meinung, daß man die mangelnde Vorselektion durch eine erhöhte Anzahl von Zf-Kreisen auszugleichen versucht, entspricht nicht den Tatsachen. Für die notwendige FM-Verstärkung und Selektion ist eine bestimmte Anzahl Röhren erforderlich. Nun werden allenthalben dieselben Röhren, sowohl für die Verstärkung der FM- als auch der AM-Zwischenfrequenzen derart benutzt, daß man die entsprechenden Filter jeweils hintereinander in die einzelnen Röhrenstromkreise einschaltet.

Man setzt also nicht überlegungslos Zf-Stufe an Zf-Stufe, um eine entsprechende Selektion auf AM zu erreichen, sondern weil diese Röhren für die FM-Verstärkung vorhanden sind, werden sie für den ersteren Fall mitbenutzt.

Die Behauptung des Verfassers, die Vorselektion der heutigen Geräte komme der Güte des Detektor-Empfängers gleich, trifft nicht zu. Ferner scheint die Bedeutung der Ferrit-Peilantenne durch den Verfasser unterschätzt zu werden, da er auf sie zugunsten einer Vorstufe gerne verzichten möchte. Hier ist jedoch einzig und allein die Meinung des Fachhandels maßgebend, der nicht auf die Ferrit-Peilantenne verzichten und kaum ein Gerät verkaufen wird, das nicht mit Peilantenne ausgerüstet ist."

Dipl.-Ing. G. Hentschel im Hause **Nordmende GmbH** *äußert sich sehr ausführlich zur technischen und wirtschaftlichen Seite:*

„Die Zuschrift Ihres Lesers interessiert uns sehr. Wir glauben jedoch, daß das Problem von Ihrem Leser etwas einseitig gesehen wird. Grundsätzlich müssen Sie ein modernes Rundfunkgerät nicht, wie es früher einmal war, als einen Spitzen-AM-Super mit einem angehängten UKW-Teil, sondern als Spitzen-FM-Super mit einem angehängten AM-Teil betrachten. Das Primäre an einem heutigen Rundfunkgerät ist stets der UKW-Bereich. Dieser muß kompromißlos zur Höchstleistung gebracht werden, und die AM-Seite hat sich den Belangen der FM-Seite unterzuordnen. Das hat aber nicht zu bedeuten, daß der AM-Teil eines modernen Gerätes „schlecht" wäre, sondern lediglich auf die letzten Feinheiten verzichten muß, um den UKW-Teil kompromißlos so gut wie möglich zu halten. Bekanntlich muß im UKW-Bereich die Empfindlichkeit des Gerätes rund 50mal so groß sein wie im AM-Bereich; um es dem Kunden zu ermöglichen, mit seinem eingebauten Dipol auch unter ungünstigen Empfangsverhältnissen nicht nur einen, sondern viele UKW-Sender zu empfangen.

Wir sind der Meinung, daß auch der AM-Bereich im Rahmen der technischen Möglichkeiten und im Rahmen der zur Verfügung stehenden kalkulatorischen Mittel so gut wie möglich gemacht werden soll. Wenn also in unseren Geräten zahlreiche Zf-Kreise für AM untergebracht sind, so hat das einen Grund, der vielleicht vielen Rundfunkhörern nicht bekannt sein dürfte:

Wir haben die Hoffnung, daß eines Tages doch einmal durch eine vernünftige Wellenordnung die zur Zeit unhaltbaren Zustände auf dem Mittelwellenbereich beseitigt werden. Es wird u. a. in Fachkreisen davon gesprochen, die Zahl der Mittelwellenkanäle zu erhöhen und die Senderabstände evtl. zu verkleinern, um mehr Sender unterzubringen. Um dann noch einen brauchbaren Empfang zu haben, ist eine wesentlich höhere Trennschärfe nötig, als sie vor dem Kriege erforderlich war. Daß man damit Höhen wegschneiden muß, läßt sich leider nicht verhindern und ist technisch bedingt.

Ihr Leser beklagt sich darüber, daß moderne Rundfunkgeräte nur einen einzigen Vorkreis auf Mittelwelle haben. Hierzu ist zu sagen, daß die Eingangsschaltungen heutzutage viel weiter entwickelt sind als das vor dem Kriege der Fall war. Die heute verwendeten Ferritantennen haben Spulengüten, die bis zum vierfachen Wert höher liegen als die Güten einer früher verwendeten Antenneneingangsspule. Die Spulengüten sind sogar so hoch, daß das Gleichlaufproblem zwischen Vorkreis und Oszillatorkreis beginnt, ernsthafte Schwierigkeiten zu machen. Die Ankopplung der Hochantenne ist infolgedessen entsprechend lose, und es kommt durchaus kein „Wellensalat", wie es Ihr Leser meint, auf die Mischröhre. Die Oberwellen des Oszillators spielen überhaupt keine Rolle, da Kurzwellenstationen bei modernen Eingangsschaltungen überhaupt nicht auf die Mischröhre kommen können, wenn der Antenneneingang auf Mittelwelle steht. Bekanntlich verwenden wir eine sogenannte nieder-kapazitive Antennenkopplung, bei der die Koppelkapazität von 5000 pF in Verbindung mit der Abstimmspule und dem Drehko ein sogenanntes π-Filter bildet, das einmal jedes Eindringen von Kurzwellenstationen in die Mischröhre und jegliche Oszillatorausstrahlung aus der Mischröhre sehr wirkungsvoll unterdrückt.

Die früher üblichen Bandfiltereingänge erforderten infolge des Gleichlaufproblems sehr große Bandbreiten, die man mit guten Kreisen überhaupt nicht herstellen konnte und mitunter Spulen verwenden mußte, die entsprechend gedämpft waren, um die erforderlichen Breiten zu erzielen. Es mag zugegeben werden, daß mitunter 1 bis 2 Pfeifstellen, vor allem auf der rechten Seite der Skala, dadurch weniger stark in Erscheinung getreten sind, als dieses heute mit einem Vorkreis

möglich ist. In Anbetracht des völligen Durcheinanders auf dem Mittelwellenbereich und der zahlreichen Überlagerungsstellen, der Modulationsverzerrungen bei selektiven Schwunderscheinungen und der von Haus aus technisch bedingten mangelhaften Klanggüte im AM-Bereich erscheint für ein mittleres Rundfunkgerät der beträchtliche Mehraufwand für einen zusätzlichen Drehko für den Durchschnittshörer nicht gerechtfertigt. Es kommt bekanntlich nicht nur ein dritter Drehko hinzu, sondern die Schwierigkeiten treten im vermehrten Maße im Drucktastensatz auf, dessen Abmessungen um 50 % vergrößert werden müssen, um den dritten laufenden AM-Kreis unterzubringen. Dadurch wird die Gehäusetiefe um mindestens 5 cm vergrößert, oder der FM-Teil wird im Chassis zusammengequetscht, so daß die Verdrahtung schwierig wird und leicht innere Rückwirkungen und Verkopplungen eintreten können.

Nach unserer Meinung ist ein zweiter Vorkreis zusammen mit seinen Auswirkungen auf die Gesamtkonstruktion des Gerätes wesentlich teurer als etwa eine Ferritantenne, auf die man, im Gegensatz zur Meinung Ihres Lesers, nicht verzichten sollte. Mit der Ferritantenne ist es möglich, an jedem Ort ohne eine Außenantenne Empfang zu machen, denn nicht alle Rundfunkfreunde lieben es, mit zahlreichen Leitungen und Strippen durch die Wohnung zu ziehen und hinter dem Gerät, zum Schrecken der Hausfrau, viele Verbindungen liegen zu haben."

Dipl.-Ing. R. Zimmermann **(Graetz KG):**

„Der Mittelwellenbereich von 520 bis 1602 kHz ist nach dem Kopenhagener Wellenplan in 121 Kanäle eingeteilt. Auf diesen 121 Kanälen arbeiten schätzungsweise zur Zeit in Europa ca. 600 Rundfunksender, von denen aber nur 18 sogenannte Exklusiv-Wellen haben. Von diesen 18 sind aber nur wiederum 9, die den vorgesehenen Frequenzabstand zum Nachbarkanal von ± 9 kHz haben. Mit anderen Worten: nur 9 Sender sind theoretisch ohne Überlagerungserscheinungen benachbarter Sender zu empfangen. Unter diesen Umständen ist es für uns, die wir im Herzen Europas liegen, ziemlich gleichgültig, ob wir unsere Empfänger auf der Mittelwelle mit großer oder kleiner Trennschärfe bauen. – Es lohnt sich also in keiner Weise, für diese neun Sender eine Serie mit hoher Trennschärfe auszurüsten, da diese praktisch nicht zum Tragen kommt. Die Mehrkosten für einen derartigen Aufwand sind aus Verkaufsgründen entschieden besser an Ausstattung oder sonstigen Einzelteilen untergebracht, die der Kunde sofort bemerkt.

Die Erhöhung der Trennschärfe durch ein Eingangsbandfilter oder eine Vorstufe wird sich nur in der Spiegelselektion auswirken, wobei es bei dieser augenblicklichen Lage, wie oben schon erwähnt, völlig gleichgültig ist, ob ein verpfiffener Sender durch einen Spiegelpfiff zusätzlich gestört wird. Die Trennschärfe zum Nachbarkanal wird dagegen durch Verwendung eines Bandfiltereinganges schlechter, da die Nahselektion nur durch einen schmalen Kreis, nicht jedoch durch ein Bandfilter erhöht wird.

Diese Behauptungen können leicht durch Vergleich mit den wenigen Geräten bewiesen werden, die auf der Mittelwelle ein Eingangsbandfilter haben. Es würde uns interessieren, von Ihrem Leser zu erfahren, welchen Sender er durch Verwendung eines Gerätes mit einem Eingangsbandfilter störungsfreier gegenüber einem solchen ohne Eingangsbandfilter empfangen kann.

Der von dem Leser angegebene Vergleich mit einem Detektor hinkt natürlich in jeder Weise, da die Kreise in einem Detektorempfänger derart stark bedämpft sind, daß von einer Nahselektion nicht mehr gesprochen werden kann."

Ebenfalls nicht positiv zu den Forderungen im Brief unseres Lesers nimmt Dipl.-Ing. J. Grambow im Hause **Schaub-Apparatebau, Abt. der C. Lorenz AG,** *Stellung:*

„Man hat immer etwas Hemmungen bei der Beantwortung eines solchen Exposés, weil man zunächst einmal versucht ist, dem guten Leser zu sagen: ‚Ganz so unbedarft, wie Du Dir den Labor-Ingenieur vorstellst, ist er nun ja gerade nicht'.

Die von Ihrem Leser angeführten Argumente im Sinne der Verwendung eines Eingangsbandfilters gehören m. E. zum Allgemeinwissen jedes jungen Technikers unserer Branche heutzutage. Es dürfte auch wohl bekannt sein, daß einige namhafte Firmen bis zum heutigen Tage bei größeren, also teureren Geräten dem Eingangsbandfilter auf AM treu geblieben sind bzw. es wieder einführen. Der reine Mehraufwand für den Dreigang-Drehko und die paar Kreisspulen für Mittel- und Langwelle alleine wäre vielleicht auch noch für billigere Geräte akzeptabel, zumal wenn man daran denkt, daß ja mancher schaltungstechnische Mehraufwand für den Einkreis-Eingang dann entfallen kann; entscheidend dürfte jedoch die Tatsache sein, daß einmal das Drucktastenaggregat eine ganze Schaltebene mehr aufweisen muß und zusätzlich die damit verbundene Vergrößerung seiner Einbautiefe eine Vergrößerung des Chassis nach sich zieht, alles in allem sich also doch ein erheblicher Mehraufwand ergibt. Die Diskussion um Wert und Unwert der Peilantenne schließlich ist ja so alt, wie das Gebilde selbst. Es dürfte jedoch im gegenwärtigen Zeitpunkt sehr schwer zu entscheiden sein, ob vom allgemeinen Verkaufsstandpunkt aus betrachtet, die Masse der Kunden wirklich ein Eingangsbandfilter anstelle der Ferrit-Peilantenne vorziehen würde.

Der im Eingang des Briefes erwähnte „Wellensalat" ist ja schließlich überwiegend durch die Überlagerung von Sendern auf gleichem Kanal und nicht durch echte Trennschärfeschwierigkeiten, sprich: Kreuzmodulation am Empfänger-Eingang, bedingt."

Zum Spuck-Effekt auf UKW

Für mathematisch interessierte Leser ist die nachfolgende kurze Abhandlung bestimmt, die sich auf den Aufsatz von Ernst Belger in Heft 8 der FUNKSCHAU 1956, Seite 300, bezieht.

Auch ohne Messungen kann man etwas über die für die Übertragung frequenzmodulierter Schwingungen notwendige Bandbreite aussagen.

Zur Ableitung geht man zweckmäßigerweise von der *Phasenmodulation* aus. Gleichung (1) stellt eine phasenmodulierte Schwingung dar:

$$a = A \sin(\omega t + \varphi), \qquad (1)$$

wenn der Phasenwinkel φ eine Funktion der Zeit t ist:

$$\varphi = \varphi(t) \qquad (2)$$

Zu einer ganz bestimmten Zeit t beträgt dann die Winkellage

$$\psi = \omega t + \varphi(t). \qquad (3)$$

Die Änderung dieses Winkels stellt eine Frequenz dar:

$$\frac{d\psi}{dt} = \omega + \frac{d\varphi(t)}{dt} \qquad (4)$$

In diesem Ausdruck ist $\frac{d\varphi(t)}{dt}$ eine zeitabhängige Frequenz, d. h. wir haben Frequenzmodulation. Bezeichnen wir die Modulation mit M(t), dann bedeutet $M(t) = \varphi(t)$ Phasenmodulation, aber $M(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}$ Frequenzmodulation. Unsere Modulation M(t) erfolge periodisch mit der Modulationsfrequenz $\frac{\Omega}{2\pi}$, d. h.

$$M(t) = M \sin \Omega t = \varphi(t). \qquad (5)$$

Dann lautet die Phasenmodulation

$$a = A \sin(\omega t + M \sin \Omega t), \qquad (6)$$

wobei M der Phasenhub ist. Zugleich bedeutet (6) eine Frequenzmodulation

$$\frac{d\varphi}{dt} = M\Omega \cos \Omega t = \omega_H \cos \Omega t, \qquad (6a)$$

wobei ω_H der Frequenzhub ist. Daraus ergibt sich die wichtige Beziehung

$$\omega_H = M \cdot \Omega \qquad (7)$$

Gleichung (6) kann man auch schreiben

$$\begin{aligned} a = A \sin\ & (\omega t + M \sin \Omega t) \qquad (8) \\ = A\,[J_0 \sin \omega t &+ J_1(M) \sin(\omega + \Omega)t \\ &- J_1(M) \sin(\omega - \Omega)t \\ &+ J_2(M) \sin(\omega + 2\Omega)t \\ &+ J_2(M) \sin(\omega - 2\Omega)t + \ldots] \end{aligned}$$

d. h. es treten unendlich viele Seitenbänder im Abstand von jeweils der Modulationskreisfrequenz Ω auf. Die Größen $J_n(M)$ sind die Bessel'schen Funktionen n-ter Ordnung. Diese kann man aus Tabellen entnehmen oder nach folgender Näherungsformel berechnen

$$J_n(M) = \frac{1}{n!}\left(\frac{M}{2}\right)^n.$$

Der Spuck-Effekt auf UKW tritt bei hohen Modulationsfrequenzen und großer Aussteuerung auf. Das FM-Spektrum hat dann zwar wenig große Seitenbänder; diese liegen aber weit ab vom Träger. Man braucht also große Bandbreite.

Bei $\frac{\Omega}{2\pi} = 15$ kHz und $\frac{\omega_H}{2\pi} = 75$ kHz wird der Phasenhub M = 5. Rechnet man mit der angegebenen Näherungsformel die Größe der Seitenbänder aus, so ergibt sich für das 8. Seitenband $J_8 \approx 0{,}03 \cdot A$ (die Tabelle mit den genauen Werten ergibt etwa $\approx 0{,}02 \cdot A$); alle weiteren Seitenbänder sind kleiner als 1 % von A. Man benötigt also eine Bandbreite von

$$B = 2.8.15 = 240 \text{ kHz},$$

wenn man alle Seitenbänder berücksichtigen will, die größer als 1 % der nichtausgesteuerten Trägeramplitude sind.

Bei kleinerer Bandbreite treten nicht nur merkliche Amplitudenverzerrungen auf, die man bis zu einem gewissen Grade durch Begrenzer unterdrücken kann, sondern auch Phasenverzerrungen der frequenzmodulierten Schwingung, die nicht ohne weiteres ausgeschaltet werden können.

Für eine genauere Analyse dieser Vorgänge muß man die Laplace-Transformation bzw. die sich daraus ergebende Operatorenrechnung anwenden.

C. D. Bösnecker

Besonders für unsere jüngeren Leser wurde die

BASTELPRAXIS

geschrieben. Bisher liegen zwei Teile dieses viel gefragten Radio-Praktiker-Bändchens vor:

BASTELPRAXIS

Einführung in die Selbstbautechnik von Rundfunkempfängern mit vielen praktischen Beispielen und Bauanleitungen für Detektor-, Geradeaus- und Superhetempfänger

von **Werner W. Diefenbach**

Teil I. Allgemeine Arbeitspraxis.

64 Seiten mit 50 Bildern. Band 71 der „Radio-Praktiker-Bücherei"

Teil II. Theoretische und praktische Grundlagen.

64 Seiten mit 78 Bildern. Band 76 der „Radio-Praktiker-Bücherei"

Jeder Teil kostet 1.40 DM

Teil III

erscheint in Kürze als Doppelband Nr. 79/79a.

FRANZIS-VERLAG, MÜNCHEN 2

Vergleichstabellen deutscher und amerikanischer Transistoren

Mit der folgenden Zusammenstellung von Tabellen wird erstmalig eine umfassende Übersicht über die zur Zeit gängigsten Transistoren-Typen deutschen und amerikanischen Fabrikates gegeben. Dem Charakter einer Übersicht entsprechend wurde dabei auf spezielle Daten verzichtet. Die bereits außerordentlich große Anzahl von Transistoren-Typen sowie die oftmals erheblichen Unterschiede in den charakteristischen Daten, zu denen neben elektrischen Werten noch Abweichungen im Temperaturverhalten und im Halbleitermaterial hinzutreten, ließen eine Klassifizierung in der vorliegenden Form als zweckmäßig erscheinen. Sie bietet nicht nur eine gute Übersicht, sondern erleichtert auch den Vergleich einzelner Typen.

In der tabellarischen Zusammenstellung erscheinen entsprechend der Verwendung sechs Grundtypen, die in sich nach pnp-, npn-, Silizium- und Spitzen-Transistoren unterteilt sind. Um relativ weitgehende Vergleiche zu ermöglichen, sind die einzelnen Gruppen wieder in Spalten nach genauer definierter Verwendungsmöglichkeit, nach der Leistung oder dem Grenzfrequenzverhalten (Cutterfrequenz f_c) unterteilt.

Bei den amerikanischen Typen der ersten Gruppe ist eine solche Unterteilung wegen der sehr unterschiedlichen Werte der kennzeichnenden Daten allerdings nicht möglich. Diese Unterteilung ließ sich in der ersten Gruppe lediglich bei den deutschen Fabrikaten durchführen. Es wurde dabei eine Aufteilung angewendet, die es gestattet, austauschbare bzw. vergleichbare Typen innerhalb der Spalten mit einem Blick festzustellen.

Bei den Transistoren für Schalter- und Zählbetrieb ließ sich eine ausreichende Charakterisierung mit Hilfe von Fußnoten durchführen.

In der Gruppe der Fototransistoren konnte lediglich eine Übersicht geboten werden. Eine weitere Unterteilung ist wegen der zur Zeit noch recht uneinheitlichen Angaben zur Lichtempfindlichkeit nicht möglich.

Zweck dieser tabellarischen Zusammenstellung ist es, dem Techniker und dem Amateur bei seiner praktischen Arbeit mit Transistoren behilflich zu sein. Eine ähnliche Zusammenstellung für das Gebiet der Halbleiter-Dioden befindet sich in Vorbereitung.

Die Tabellen – die natürlich nicht vollständig sein können, da laufend neue Typen erscheinen – wurden in der Valvo GmbH zusammengestellt, deren Typen deshalb auch an erster Stelle erwähnt sind.

*

Bei dieser Gelegenheit sei auf eine neue im Druck befindliche und noch im Spätsommer dieses Jahres lieferbare Tabelle des Franzis-Verlages hingewiesen, die „Kristalloden-Taschen-Tabelle", die als Schwester der bereits in sehr großer Auflage erschienenen „Röhren - Taschen - Tabelle" herausgegeben wird. Genau wie diese ist sie für die Praktiker in den Labors und Werkstätten bestimmt. Sie enthält die genauen Daten der meisten in Europa gebräuchlichen Dioden, Transistoren, Foto-Dioden und verwandten Halbleiter aus deutscher, englischer und amerikanischer Fertigung und ist ohne Zweifel die umfassendste Tabelle dieser Art. Der Umfang beträgt ca. 120 Seiten, der Preis 4.90 DM. Es ist anzunehmen, daß die „Kristalloden-Taschen-Tabelle" die gleiche begeisterte Aufnahme wie seinerzeit die „Röhren-Taschen-Tabelle" findet.

pnp-Typen

1. Transistoren für Nf-Verstärker kleiner Leistung

Deutsche Fabrikate			Hersteller	Amerikanische Fabrikate	Hersteller
für Vorstufen, rauscharm	für Nf-Vor- und Endstufen kleiner Leistung	für kommerzielle Anwendung			
				2 N 36, 2 N 37, 2 N 38, 2 N 80, 2 N 82, 2 N 116 HA–1, HA–2, HA–3, HA–8, HA–9, HA–10	CBS-Hytron
				2 N 34, 2 N 36, 2 N 37, 2 N 38	Fretco-Inc.
	OC 11[1]) OC 12[1]) OC 70 OC 71			2 N 43, 2 N 44, 2 N 45, 2 N 76, 2 N 81, 2 N 107	Gen. Elektr. Co.
OC 10[1])	OC 65 OC 66 OC 72 2 OC 72[2])	OC 73	Valvo	GT 14, GT 20, GT 34, GT 81, GT 24, 2 N 34, 2 N 36, 2 N 37, 2 N 38, 2 N 39, 2 N 40, 2 N 42, 2 N 44, 2 N 45, 2 N 63, 2 N 64, 2 N 65	General Transistor Corp.
				J–1, J–2, J–3, HA–1, CQ–1	Hydro-Aire-Inc.
OC 603 OC 623	OC 601 OC 602 OC 622 OC 624 OC 604 spez.[2])	OC 604	Telefunken	2 N 39, 2 N 40, 2 N 42, T 34 D, T 34 E, T 34 F	Nat'e Union Electr.
				2 N 47, 2 N 49	Philco Corp.
				2 N 77, 2 N 104, 2 N 105, 2 N 109	R C A
	TF 65		Siemens	2 N 63, 2 N 64, 2 N 65, 2 N 106, CK 721, CK 722, CK 725, CK 727	Raytheon
	OC 110, OC 120, OC 130		SAF	2 N 34	Sylvania Electr.
				300, 301, 302, 350	Texas Instruments
	GFT 20		Tekade	OC 33, OC 34	Transistor Products
				2 N 34, 2 N 36, 2 N 37, 2 N 38, 2 N 43, 2 N 44, 2 N 45,	Transitron
	OC 32, OC 33, OC 34		Intermetall	2 N 63, 2 N 64, 2 N 65, 2 N 88, 2 N 89, 2 N 90, 2 N 200	Electronic Corp.
OC 360	OC 320, OC 330, OC 340			DR–126, DR–128, DR–129, DR–130, DR–146, DR–154	Tung-Sol-Electric
				2 N 54, 2 N 55, 2 N 56, 2 N 71	Westinghouse Electric Corp.

npn-Typen

Deutsche Fabrikate	Hersteller	Amerikanische Fabrikate	Hersteller
TF 70, TF 71, TF 72	Siemens	2 N 97, 2 N 98, 2 N 100, 2 N 103	Germanium Products Corp.
		HA 5001, HA 5002, HA 5003	Hughes Aircraft Co.
		2 N 35	Sylvania Electr.
		201, 202, 210, 206 S, 207 S, 208 S, x–2	Texas Instruments
		x–22, x–23	Transistor Products

Spitzen-Transistoren

OC 50, OC 51[1])	Valvo	A–0, A–1, A–2, A–3	Hydro-Aire-Inc.
TS 13[1])	Siemens	Spezial	Sprague Electric Co.
VS 200[1])	SAF	2 D, 2 E, 2 H	Transistor Products
GST 01, GST 02[1])	Tekade		

Silizium-Transistoren

		903, 904, 905 (npn-Typen)	Texas Instruments

[1]) Nicht mehr im Vertriebsprogramm [2]) Für Gegentaktbetrieb bis W_c = 400 mW

pnp-Typen

2. Transistoren für Nf-Verstärker größerer Leistung (Power-Transistoren)

Deutsche Fabrikate			Hersteller	Amerikanische Fabrikate			Hersteller
Kollektorverlustleistung (W_c) bis 3 W	Kollektorverlustleistung (W_c) bis 10 W	Kollektorverlustleistung (W_c) > 10 W		Kollektorverlustleistung (W_c) bis 3 W	Kollektorverlustleistung (W_c) bis 10 W	Kollektorverlustleistung (W_c) > 10 W	
OC 15[1])[2]), OC 16			Valvo	HD 197			CBS-Hytron
				JP–1			Hydro-Aire-Inc.
					H 3, H 4	H 1, H 2, 2 N 57	Honeywell
OD 604			Telefunken		H 3, H 4	H 2, 2 N 57	Regulator Co.
					2 N 68, 2 N 101		
	GFT 2006		Tekade		2 N 141, 2 N 143		Sylvania Electr.
				x 102, x 107	x 122	x 120	
				x 125			Transistor Products
x 125	x 122	x 120	Intermetall	2 N 85, 2 N 86	2 N 85		
				2 N 87	2 N 84		Transistor Electr.
					2 N 101		Texas Instruments
TF 75, TF 85			Siemens	DR 150			Tung-Sol-Electr.
					2 N 66		Western Electr.
				npn-Typen			
					2 N 95		
					2 N 102		Sylvania Electr.
				X – 2			Texas Instruments
				Silizium-npn-Typen			
				951, 952, 953	Verlustleistung < 100 mW		Texas Instruments

[1]) Nicht mehr im Vertriebsprogramm [2]) Für Gegentaktbetrieb bis W_c = 400 mW

pnp-Typen

3. Transistoren für Hf-Verstärker

Deutsche Fabrikate			Hersteller	Amerikanische Fabrikate			Hersteller
Grenzfrequenz (f_c) ≦ 10 MHz	Grenzfrequenz (f_c) ≦ 30 MHz	Grenzfrequenz (f_c) > 30 MHz		Grenzfrequenz (f_c) ≦ 10 MHz	Grenzfrequenz (f_c) ≦ 30 MHz	Grenzfrequenz (f_c) > 30 MHz	
OC 45			Valvo	2 N 123, 2 N 135			
				2 N 136, 2 N 137			Gen. Electr. Co.
				HF 1, IF 1		SB 100[3])	Hydro-Aire-Inc.
				CK 760, CK 761	CK 762		Raytheon
				2 N 139, 2 N 140			RCA
OC 612			Telefunken			SB 100[3]) L 5108[3])	Philco Corp.
				DR 151, DR 152, DR 155			Tung-Sol-Electr.
				2 N 27			Western Electr.
				npn-Typen			
				2 N 78			Gen. Electr. Co.
				RD 2523 A = 2 N 99 RD 2525 A = 2 N 100 RD 2521 A = 2 N 98 RD 2517 A, 2 N 97, 2 N 103			Germanium Products Corporation
				2 N 94			Sylvania Electr.
				220, 221, 222, 223, 904 A[4]), 224, 225, 226, 227			Texas Instruments
				2 N 27			Western Electr.

npn-Typen

4. Transistoren für Video-Verstärker

Deutsche Fabrikate	Hersteller	Amerikanische Fabrikate			Hersteller
		Grenzfrequenz (f_c) ≦ 10 MHz	Grenzfrequenz (f_c) ≦ 30 MHz	Grenzfrequenz (f_c) > 30 MHz	
		2 N 99, 2 N 100 3 N 23, 3 N 300 C			Germanium Prod. Corp.
				SB 100[3]) L 5108[3])	Philco Corp.
			npn-Tetroden		
			RDx-302 (3 N 23) RDx-301 (3 N 23 A)	RDx-300 (3 N 23 B) RDx-300 A (3 N 23 C)	Germanium Prod. Corp.
			700		Texas Instruments
			3 N 22		Western Electr.

[3]) surface barrier [4]) Silizium

Der Umgang mit Transistoren

Von S. Volker

Nachdem wir uns über die wichtigsten Eigenschaften des Transistors orientiert und auch einige Kenntnisse über Verstärkeranwendungen gewonnen haben, können wir an den Entwurf einer praktischen Nf-Verstärkerschaltung denken. Wie schon im I. Teil dieser Aufsatzreihe [1]) angedeutet wurde, ist es sinnvoll, die beiden charakteristischen Arten „Kleinsignal"- und „Großsignal"-Verstärkung zu unterscheiden. In diesem Teil soll die Auslegung von Nf-Kleinsignal-Verstärkerstufen mit den dazugehörigen Problemen behandelt werden. Als Rahmen sei die Aufgabe gestellt: Ein kleines „volltransistorisiertes" Taschen-Empfangsgerät für Mittelwelle und Kopfhörerempfang zu entwerfen. Geräte dieser Art sind zwar schon mehrfach in der Literatur beschrieben worden, doch soll sich hier das Augenmerk vor allem auf Verständnis und Bemessungsfragen der Schaltung richten.

II. Der Transistor in einer Nf-Verstärkerstufe

Prinzipschaltung

Ein typischer Kleinsignal-Transistor für Tonfrequenz ist z. B. der Typ OC 71 (Valvo). Analog zu bekannten Röhrenschaltungen wollen wir ihn in der Emitterschaltung verwenden. Ohne Rücksicht auf die Dimensionierung und auf Hf-Eingangs- und Gleichrichterstufe könnte die Schaltung zweier hintereinandergeschalteter Nf-Verstärkerstufen aussehen, wie es in *Bild 1a* oder *1b* gezeigt ist. In Bild 1a haben wir RC-Kopplung, in Bild 1b Transformatorkopplung.

Wir betrachten zunächst die erste der beiden Verstärkerstufen in Bild 1a. Der Kollektor des Transistors erhält über den Arbeitswiderstand R 3 seine gegenüber dem Emitter negative Gleichspannung (auch häufig als „Ruhespannung" bezeichnet). Die negative Basisspannung wird entweder über den Vorwiderstand R 1 erzeugt (Spannungsabfall durch den von der Basis zum Minuspol der Batterie fließenden Basisstrom) oder an einem Spannungsteiler R 1, R 2 (gestrichelt angedeutet) gewonnen. Mit diesen Widerständen, im Zusammenhang mit der Batteriespannung U_0, wird der *Arbeitspunkt* festgelegt. In Bild 1b tritt an die Stelle des Arbeitswiderstandes der Gleichstromwiderstand der Transformator-Primärwicklung.

Im allgemeinen soll einer der Hauptvorteile des Transistors, die niedrige Betriebsspannung, auch wirklich ausgenutzt werden. Werden dann kleine Batterien oder Sammler verwendet, soll auch die entnommene Gleichstromleistung klein sein. Dies bedeutet, daß der Arbeitspunkt bei möglichst *kleinen* Kollektor-Emitterspannungen und *kleinen* Kollektorströmen liegen soll. Die Lage des Arbeitspunktes hängt aber eng zusammen mit der Frage der Anpassung, über die wir zunächst reden wollen.

Anpassung

Wir wissen bereits, daß der Transistor ein *leistungsverstärkendes* Element ist und wissen auch, daß ganz allgemein eine optimale Leistungsübertragung erfolgt, wenn der Innenwiderstand der Energiequelle (hier ist der dynamische, der

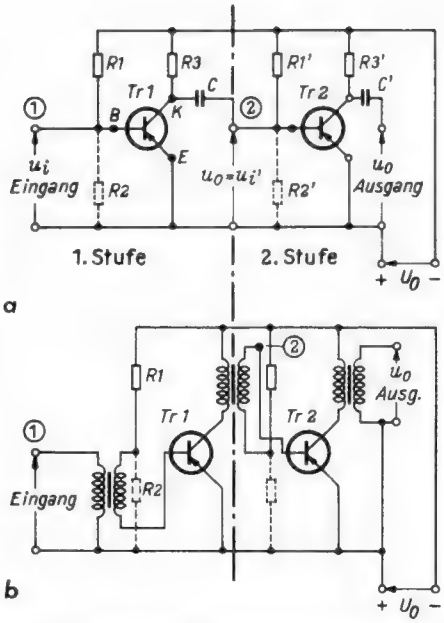


Bild 1. Zweistufige Transistorverstärker für Tonfrequenz; a = RC-Kopplung, b = Transformatorkopplung

Wechselstromwiderstand gemeint) gleich ihrem dynamischen Belastungswiderstand ist. In Bild 1a z. B. ist der Transistor Tr 1 als eine Energiequelle anzusehen, die dynamisch belastet ist mit R 3 und parallel dazu über den Kondensator C mit der an ② erscheinenden Eingangsimpedanz (oder dem Eingangswiderstand) der zweiten Nf-Verstärkerstufe. Der „Innen"-Widerstand der Energiequelle ist der sogenannte „Ausgangs"-Widerstand des Transistors. In dem Datenblatt des Transistors OC 71 finden wir eine Größe:

„Ausgangsleitwert bei offenem Eingang"

$$h_{22}' = 100 \cdot 10^{-6}\ \Omega^{-1}$$

(Die Bezeichnungsweise entstammt wieder dem mathematischen Hilfsmittel, der sogenannten h-Matrix [2])).

Die Änderung dieses Wertes bei *nicht* offenem Eingang, also bei normalem Betrieb, ist nicht erheblich – der Wert vergrößert sich etwas. Wir haben also einen Ausgangswiderstand $r_0 \approx 1/h_{22}'$ etwa von der Größe

$$\boxed{r_0 \approx 10\ k\Omega}$$

Der „Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang" ist beim Transistor OC 71

$$h_{11}' = 850\ \Omega$$

Auch dieser Wert ändert sich in der Emitterschaltung nicht viel, wenn der Ausgang *nicht* dynamisch kurzgeschlossen ist. Wir setzen also h_{11}' gleich dem (Betriebs-) Eingangswiderstand des Transistors r_i

$$\boxed{r_i \approx 850\ \Omega}$$

Damit ergeben sich (in der Emitterschaltung) relativ einfache Verhältnisse. Wenn wir noch die Stromverstärkung $\alpha' = h_{21}'$ für kurzgeschlossenen Kollektor kennen, der ebenfalls der Betriebsstromverstärkung g_i ungefähr gleich gesetzt werden kann, für den Transistor OC 71 ist

$$\boxed{g_i \approx \alpha' = 50}$$

dann haben wir bereits alle wichtigen Größen, die wir brauchen, beisammen. Alle hier genannten Werte gelten im übrigen für einen bestimmten Arbeitspunkt, nämlich im Beispiel für eine Kollektor-Emitterspannung (Gleichspannung)

$$-U_{ce} = 2\ V$$

und einen Kollektorstrom (Gleichstrom)

$$-I_c = 3\ mA$$

Zunächst sehen wir, daß der Ausgangswiderstand wenigstens zehnmal größer als der Ein-

[1]) FUNKSCHAU 1956, Heft 13, Seite 549.

[2]) Vgl. Anmerkungen in Teil I, FUNKSCHAU 1956, Heft 13, Seite 550.

Schlußteil der Transistoren-Vergleichstabellen

pnp-Typen

5. Transistoren für Schalter- und Zählbetrieb

Deutsche Fabrikate	Hersteller	Amerikanische Fabrikate	Hersteller
OC 76	Valvo	HC–1	CBS-Hytron
		GT–83, GT–87, GT–88, GT–122	Gen. Trans. Corp.
		2 N 97, 2 N 98, 2 N 99[6]), 2 N 100[6])	Germanium Prod. Corp.
		H 1[5]), H 2[5]), H 3, H 4, 2 N 57[5])	Honeywell
OC 602 spez.	Telefunken	2 N 34, 2 N 68[5]), 2 N 94, 2 N 101[6])	Sylvania Electr.
		2 N 91, 2 N 92	Transistor Electr.
		2 N 73, 2 N 74, 2 N 75	Westinghouse Electric Corp.
		2 N 125, 2 N 127	Texas Instruments
		npn-Typen	
		2 N 97, 2 N 98, 2 N 99[6]), 2 N 100[6])	Germanium Prod. Corp.
		2 N 35, 2 N 94, 2 N 95[5]), 2 N 102[5])	Sylvania Electr.

Spitzen-Transistoren

TS 33	Siemens	S–0, S–1, S–2	Hydro-Aire-Inc.
		2 N 32	Fretco Inc.
		SA	Sprague Electr. Co
VS 220, VS 221	SAF	2 A, 2 C, 2 G, 2 N 32, 2 N 33, 2 N 50, 2 N 51, 2 N 52, 2 N 53	Transistor Products
		2 N 21, 2 N 110, 2 N 67[7])	Western Electr.

6. Fototransistoren

Deutsche Fabrikate	Hersteller	Amerikanische Fabrikate	Hersteller
OCP 71	Valvo	GT 66	Gen. Trans. Corp.
		800	Texas Instruments
10 A, 10 B	Intermetall	10 A, 10 B, 5 B, 5 C, 11 A, 11 B, 17 A	Transistor Products

[5]) Verlustleistung > 10 Watt [6]) Grenzfrequenz (f_c) > 3 MHz [7]) High speed

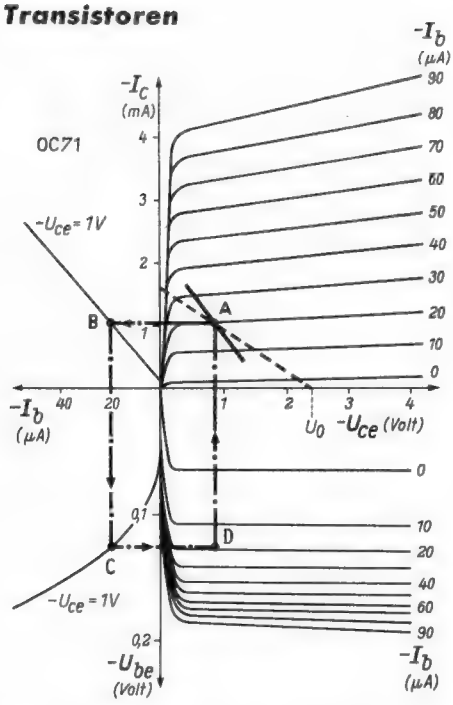


Bild 2. Kennlinienfelder des Transistors OC 71 für Emitterschaltung

gangswiderstand ist. Da in Bild 1a die Widerstände R 1′ und R 2′ relativ groß sein können, wie wir noch sehen werden, erscheint auch an ② etwa der Eingangswiderstand des Transistors von 850 Ω. Vom Transistor aus gesehen ist der Kollektor mit der Parallelschaltung von R 3 und dem Widerstand an ② belastet. Wie groß auch immer R 3 sei, der resultierende Lastwiderstand ist in dieser Schaltung kleiner als der Eingangswiderstand der 2. Stufe, also kleiner als 850 Ω.

Es gäbe dann zwei Wege, die Fehlanpassung von 10 kΩ auf 850 Ω zu vermeiden:

a) ein Vorwiderstand zwischen ② und der Basis des Transistors Tr 2. Dann muß jedoch überlegt werden, ob der damit verbundene Leistungsverlust durch die Spannungsteilung nicht größer ist, als der Gewinn durch die ideale Anpassung. Wir werden sehen, daß nur in bestimmten Fällen und auch aus anderen Gründen ein solcher Vorwiderstand zweckmäßig ist.

b) Transformatorkopplung, wie in Bild 1b gezeigt. Diese Lösung hat einige Nachteile, nämlich höheren Preis, größeren Raumbedarf und größeres Gewicht. Ein Transformator ist teurer als ein RC-Glied, er wirkt im Vergleich zu dem winzigen Transistor und einem RC-Glied geradezu als Koloß und schließlich spielt das Gewicht bei einem Taschenempfänger durchaus eine Rolle. Hinzu kommt noch folgender Umstand. Wenn man tiefe Frequenzen hinreichend transformieren, bzw. verstärken will, kann die dazu erforderliche Primärinduktivität sehr groß werden. Solche Werte sind bei den im Handel üblichen Transformatoren kaum zu erreichen. Bei einer unteren Grenzfrequenz von 30 Hz braucht man z. B. bei einem Übertragungsverhältnis von $ü = n_1 : n_2 = 3 : 1$ (entsprechend einer Widerstandstransformation von 9 : 1) eine Primärinduktivität von ca. 40 Henry. Der dazu nötige Transformator hat recht erhebliche Abmessungen im Vergleich zu den übrigen Schaltelementen.

Die RC-Kopplung in Bild 1a ist natürlich auch frequenzabhängig. Ein zu kleiner Kondensator ergibt bei niedrigen Frequenzen im Vergleich zum Eingangswiderstand der folgenden Stufe einen zu großen Wechselstromwiderstand. Bei einem Eingangswiderstand von 1 kΩ muß, damit ein 30-Hz-Signal noch gut übertragen wird, C etwa 5 µF groß sein. Dieser Kondensator wird aber glücklicherweise nur mit sehr kleinen Spannungen belastet. Es gibt heute kleine handliche Typen (Elektrolyt - Kondensatoren), z. B. 10 µF/3 V, die nicht größer sind als die üblichen Koppelkondensatoren.

Da die Transformatorkopplung später noch bei der Beschreibung von Großsignal-Nf-Verstärkern vorkommt, wollen wir uns im folgenden auf die RC-Kopplung beschränken.

Arbeitspunkt

Anpassung und Arbeitspunkt hängen eng miteinander zusammen. Ehe man an praktische Versuche herangeht, sollte man sich stets erst einmal die Verhältnisse im Kennlinienfeld des Transistors ansehen. In *Bild 2* ist das $I_c/U_{be}/U_{ce}$-Kennlinienfeld des Transistors OC 71 für die Emitterschaltung dargestellt. Der linke obere und der linke untere Quadrant sind uns bereits aus den Bildern 4 und 5 des vorigen Teils dieser Aufsatzreihe bekannt. Die Neigungen der Kurven stellen die Stromverstärkung und den Eingangswiderstand dar. Der rechte obere Quadrant ist uns ebenfalls bekannt aus Bild 6 des vorigen Teils. Der rechte untere Quadrant zeigt, daß die Basisspannung $-U_{be}$ bei gegebenem Basisstrom $-I_b$ sich mit der Kollektorspannung nicht sehr viel ändert. Der Ausgang hat in der Emitterschaltung, wie schon besprochen, nur wenig Rückwirkung auf den Eingang. Der Arbeitspunkt eines Transistors erscheint nun in allen vier Quadranten, wie es in Bild 2 durch die strichpunktierten Linien angedeutet ist.

Wir wollten mit einer möglichst kleinen Betriebsspannung auskommen, z. B. mit $U_0 = 2{,}4$ V. Damit ist der Fußpunkt der Gleichstrom-Arbeitsgeraden, für welche der Widerstand R 3 in Bild 1a verantwortlich ist, festgelegt. Für die Größe dieses Widerstandes müssen wir folgende Überlegungen anstellen. Am Punkt ① in Bild 1a möge eine Wechselspannung mit der maximalen Amplitude von 100 µV liegen, so daß bei einem Eingangswiderstand von 850 Ω ein Basiswechselstrom von etwa 0,12 µA fließt. Dieser Strom wäre auf dem Bild 2 nicht mehr erkennbar, wir haben es also mit einer typischen Kleinsignal-Verstärkung zu tun. Bei dieser kleinen Aussteuerung könnten wir dann auch den Kollektor- und Basisgleichstrom sehr klein wählen. Im vorigen Teil jedoch haben wir gesehen, daß sich der Kollektorstrom mit der Temperatur ändern kann. Man rechnet, daß der Kollektorreststrom (vgl. Teil I) bei 20° Temperaturerhöhung auf das 5 bis 8fache wächst. Aus dem Datenblatt des Transistors OC 71 entnehmen wir, daß bei 25° C der Kollektorreststrom in der Emitterschaltung

$$-I_{co}' = 150\ \mu A$$

beträgt. Bei 45° C Umgebungstemperatur werden wir also ca. 1000 µA haben, d. h. der Kollektorstrom $-I_c$ wird dann um den Differenzbetrag von 0,85 mA wachsen! Dazu können noch Exemplarstreuungen und Änderungen der Betriebsspannung kommen. Unter diesen Gesichtspunkten wollen wir zunächst (über Kompensationsmaßnahmen wird noch gesprochen werden) $-I_b = 20\ \mu A$ und $-I_c = 1$ mA festlegen. Auch die Kollektorspannung $-U_{ce}$ darf nicht zu klein gewählt werden, so daß etwa die in Bild 2 eingezeichneten Verhältnisse brauchbar sein können. Der gestrichelten Geraden entspricht der Gleichstrom-Arbeitswiderstand von Bild 1a und zwar

$$R_3 = 1{,}5\ k\Omega$$

Der Wechselstromwiderstand berechnet sich aus

$$\frac{R_3 \cdot r_i}{R_3 + r_i}$$

Nun sehen wir aber, daß der unserem Arbeitspunkt bei $-I_c = 1$ mA zugehörige dynamische Eingangswiderstand r_i viel größer ist als jener, den wir dem Datenblatt vorhin entnommen haben. Legt man im Punkt C in Bild 2 links unten eine Tangente an die Kurve, so erhalten wir ein Verhältnis $\frac{\Delta U_{be}}{\Delta I_b}$ von etwa 1,8 kΩ. Also bekommen wir einen am Kollektor des Transistors Tr 1 wirksamen dynamischen Widerstand von

$$\frac{R_3 \cdot r_i}{R_3 + r_i} = \frac{1{,}5 \cdot 1{,}8}{1{,}5 + 1{,}8} = 0{,}82\ k\Omega$$

Dieser Widerstand ist in Bild 2 als ausgezogene Gerade eingezeichnet.

Nun ist nur noch der Widerstand R_1 auszurechnen. Er ergibt sich aus

$$R_1 = \frac{U_0 - (-U_{be})}{(-I_b)} = \frac{2{,}4 - 0{,}13}{20 \cdot 10^{-6}} = 114\ k\Omega$$

Der Schluß von Teil II folgt im nächsten Heft.

Neue VDE-Vorschriften

Seit dem 1. April 1953 gelten nachgenannte Neufassungen von VDE-Vorschriften:

VDE 0812/4.56 Vorschriften für isolierte Schaltdrähte und Schaltlitzen für Fernmeldeanlagen;

VDE 0815/4.56 Vorschriften für Installationsleitungen (Drähte, Rohrdrähte und Innenkabel) für Fernmeldeanlagen;

VDE 0816/4.56 Vorschriften für Außenkabel für Fernmeldeanlagen;

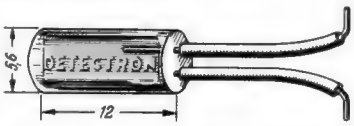
VDE 0890/4.56 Richtlinien für den Aufbau und die Verwendung isolierter Leitungen und Kabel für Fernmeldeanlagen.

Dadurch werden die bisherigen Fassungen VDE 0812/XI.44, VDE 0815 Ü/XI.44, VDE 0816 Ü/XII.44, VDE 0817/XI.44 und VDE 0890/2.51 ungültig.

Sonderdrucke der Neufassungen sind beim *VDE-Verlag*- Berlin-Charlottenburg 4, Bismarckstraße 33, erhältlich.

Neue Germanium-Foto-Dioden aus Frankreich

Über französische Kristalldioden und Transistoren berichtete die FUNKSCHAU bereits mehrfach (Heft 16/1954 und Heft 21/1955). Nunmehr bringt die Firma Detectron in Bordeaux auch Foto-Dioden heraus, die als geschweißte Punktkontakt-Dioden und als Flächen-Dioden lieferbar sind.



Sie zeichnen sich vor allem durch hohe Empfindlichkeit (µA/mLm) aus. Sie arbeiten nahe dem ultravioletten bis zum roten Ende des Spektrums, sind aber teils auch noch im infraroten Gebiet empfindlich.

Die Foto-Dioden sind von einem durchsichtigen Kunststoff-Zylinder umgeben und können mit oder ohne Linsensystem betrieben werden. Die genauen technischen Daten sind in der *Tabelle* zusammengestellt. Das *Bild* zeigt eine solche Diode mit den geringen äußeren Abmessungen. Ing. Wolfgang Büll

	Geschweißte Punktkontakt-Dioden Minim. Empfindlichkeit: 2 µA/mLm					„Junction"-Typ Minim. Empfindlichkeit: 6 µA/mLm				
Type	DPD 5	DPD 5 A	DPD 6	DPD 3	DPD 7 A	DPD 8	DPD 9	DPD 10	DPD 11	DPD 12 A
Arbeitsspannung V	22,5	39	39	70	140	6	(direkt)	6	6	6
Widerstand (dunkel) Ω	10 000	40 000	120 000	1 000 000	1 000 000	8000	–	100 000	800 000	300
Widerstand (hell) Ω	2 500	15 000	50 000	650 000	600 000	300	(100 µA)	10 000	30 000	30,5
Katode (–) roter Draht	Weiß	Grau	Orange	Blau	Lichtgrün	Rot	Grün	Schwarz	Braun	Violett
Gewicht: 0,7 Gramm. Arbeitstemperatur-Bereich: – 50°... + 70° C.										

DK 621.318.1

Magnetisch weiche Werkstoffe

Elektrobleche, Teil I

Wk 22

4 Blätter

Mit dem Sammelbegriff Elektrobleche bezeichnet man alle magnetisch weichen Werkstoffe, welche in Form von Blechen oder als Bandmaterial Verwendung finden. Neben den am meisten verbreiteten Dynamo- und Transformatorenblechen ist eine große Zahl von Sonderwerkstoffen für spezielle Zwecke entwickelt worden, deren Eigenschaften den fortschreitenden speziellen Anforderungen angepaßt wurden.

A. Werkstoffgruppen und charakteristische Eigenschaften

1. Dynamoblech (genormt nach DIN 46400)

Während diese Bezeichnung früher allgemein auf Eisen-Silizium-Bleche angewendet wurde, sind nach der neuen Definition darunter nur Bleche zu verstehen, deren Verlustzahlen[1]) V_{10} zwischen 3,6 und 2,0 W/kg liegen (Dynamoblech I, II und III). Die Blechstärke von Dynamoblechen I, II und III beträgt heute fast ausnahmslos 0,5 mm; dagegen wurden früher auch stärkere Bleche mit entsprechend höheren Verlusten hergestellt.

2. Transformatorenbleche (genormt nach DIN 46400)

Hierunter fallen Eisen-Silizium-Werkstoffe mit Verlustzahlen V_{10} zwischen 1,7 und 1,0 W/kg (früher Dynamoblech IV). An Stelle der früheren zwei Sorten werden nunmehr sieben verschiedene Qualitäten unterschieden. In der Tabelle 2 (siehe Blatt 3) sind die wichtigsten Sorten aufgeführt. Die Vielzahl der Sorten ergibt sich aus den drei verschiedenen Legierungen (3,4 bis 4,3% Si-Anteil) und den beiden Blechstärken 0,35 und 0,5 mm.

3. Wandlerbleche

Transformatorenbleche mit sehr geringen Verlusten, nach speziellen Verfahren hergestellt, werden auch Wandlerbleche genannt. Sofern diese für Stromwandler und Meßwandler hoher Genauigkeit verwendet werden, muß eine möglichst konstante Permeabilität gefordert werden.

4. Übertragerbleche (genormt nach DIN 41301)

Werkstoffe mit besonderen Anforderungen an die Permeabilität zur Herstellung von Übertragern in der Nachrichtentechnik werden im Normblatt DIN 41301 in den Klassen A bis F zusammengefaßt. Die Klassen A und C sind nickelfreie Eisenlegierungen, die Klassen D bis F enthalten Nickel-Eisenlegierungen mit 36 bis 80% Ni-Anteil. Siehe Tabelle 1.

5. Sonderwerkstoffe

Eisen-Kobalt- und Eisen-Nickel-Kobalt-Legierungen werden wegen ihres hohen Preises nur dann eingesetzt, wenn auf deren besondere Eigenschaften nicht verzichtet werden kann. Eisen-Kobalt-Legierungen vereinen eine relativ hohe Permeabilität mit hoher Sättigungsgrenze und werden z. B. für Telefonmembranen verwendet.

Eisen-Nickel-Kobalt-Legierungen können bei niederen Feldstärkewerten mit praktisch konstanter Permeabilität hergestellt werden.

Für die Verwendung bei hohen Frequenzen eignen sich vor allem Werkstoffe mit hohem spezifischem Widerstand (Hyperm 20, Alfenol) und solche, die sich auf dünnste Stärken auswalzen lassen.

Zu beachten ist, daß sich eine Reihe von Legierungen durch besondere Verarbeitungsbedingungen in weiten Grenzen in ihren Eigenschaften verändern läßt.

6. Relaisbleche

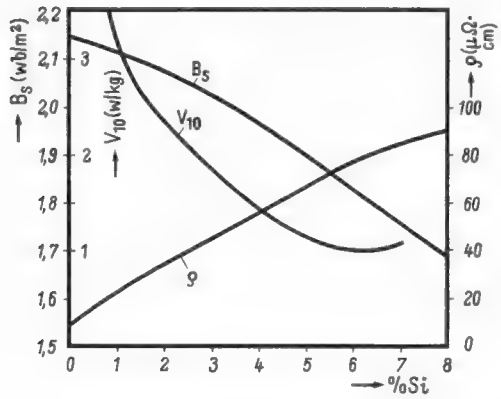
Für Relais und ähnliche Geräte wird auch bei Wechselstrombetrieb ein genaues Arbeiten gefordert. Die durch die Erscheinung der Hysterese bedingten Ungenauigkeiten können durch Wahl eines Werkstoffes mit geringer Koerzitivkraft kleingehalten werden. Obwohl Nickel-Eisen-Legierungen die geringste Koerzitivkraft besitzen, wird aus Gründen der Wirtschaftlichkeit häufig geglühtes Eisen-Silizium oder Reineisenmaterial für Relaiszwecke vorgezogen.

Tabelle 1

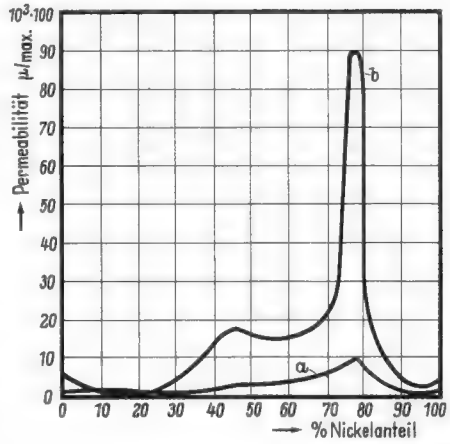
Magnetische Werkstoffe für Übertrager (nach DIN 41301)

Sorte	Legierungsbestandteile	Permeabilität μ_5	Handelsnamen
A 1	ca. 2,7% Si	850 ± 150	Trafoperm N 1 Hyperm 2
A 2 A 3	2,5...4% Si	> 700	Hyperm 1
C 2	2,5...4% Si	> 1200	Hyperm 3
C 3	2,5...4% Si	> 1500	Hyperm 7
D 1	ca. 36% Ni	2000 ± 200	Permenorm 3601 K 1 Hyperm 36
D 2	ca. 36% Ni	> 1700	Permenorm 3601 K 2 Hyperm 36
		μ_{20}:	
E 3	ca. 75% Ni	> 16 000	Mumetall Hyperm 766
F 1	ca. 50% Ni	2500	Hyperm 50 Permenorm 5000 H 2

[1]) Erläuterung siehe Blatt 4a



Links: Bild 1. Eigenschaften von Silizium-Eisen-Legierungen in Abhängigkeit vom Siliziumanteil



Rechts: Bild 2. Permeabilität von Nickel-Eisen-Legierungen in Abhängigkeit vom Nickelanteil

B. Herstellung und Bearbeitung

1. Legierungsbestandteile

Die chemische Zusammensetzung der Legierung beeinflußt die Sättigungsgrenze und die Ummagnetisierungsverluste von Eisen-Silizium-Blechen für Transformatoren, siehe Bild 1.

Schwachlegierte Werkstoffe (0,5 bis 2% Si) haben wesentlich größere Verluste und sind daher als ungünstig zu bezeichnen.

Mittelstark legierte Sorten zeichnen sich durch leichte Bearbeitbarkeit und niedere Verluste aus.

Hochlegierte Bleche (über 4% Si) erreichen noch geringere Verluste, doch sind sie sehr spröde und lassen sich schwer stanzen.

Bei Eisen-Nickel-Legierungen ist die Anfangs- und Maximalpermeabilität in weiten Grenzen von der Zusammensetzung abhängig (siehe Bild 2). Für magnetische Zwecke wurden drei Klassen entwickelt (genormt in DIN 41301, Klasse D, E, F, vgl. Tabelle 1).

2. Verunreinigungen

Für Transformatorenbleche soll der Anteil an Verunreinigungen etwa 0,1% nicht überschreiten. Durch sorgfältige Glühungen gelingt es, wesentlich höhere Reinheitsgrade zu erzielen. Bei kalt gewalzten Eisen-Silizium-Blechen werden bei guten Sorten die Verunreinigungen bis unter 0,01 % reduziert.

Als besonders schädlich erweisen sich bereits geringe Spuren von Kohlenstoff, Phosphor, Schwefel und anderen nichtmetallischen Elementen. Durch den Anteil an Verunreinigungen werden die Anfangspermeabilität und die Hystereseverluste beeinflußt. Die Abhängigkeit der Permeabilität von den Verunreinigungen zeigt Bild 3 (nach Yensen).

3. Glühbehandlung

Magnetische Werkstoffe durchlaufen bei ihrer Herstellung mehrere Glühbehandlungen. Diese dienen vor allem dazu, die durch die Walzbearbeitung entstandenen mechanischen Verspannungen auszugleichen. Dabei werden auch, wie schon erwähnt, Verunreinigungen verringert (Entkohlung). Eine große Abhängigkeit der magnetischen Eigenschaften von der Glühbehandlung lassen vorwiegend hochpermeable Sorten erkennen. Bild 4 zeigt die Abhängigkeit der Maximalpermeabilität von Eisen-Silizium in Abhängigkeit von Glühdauer und -temperatur.

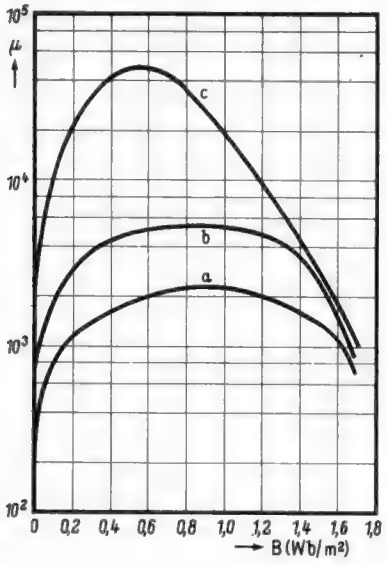


Bild 3. Einfluß von Verunreinigungen auf die Permeabilität. Kurve a gilt für eine unlegierte Stahlsorte mit 0,12 % Anteil von Kohlenstoff. Kurve b gilt für Transformatorenblech mit 0,02 % Kohlenstoffanteilen, geglüht bei 900°C. Kurve c gleiches Blech wie b, der Kohlenstoffanteil wurde durch Glühen in reinem Wasserstoff bei 1400°C bis auf 0,001 % reduziert; die Anfangspermeabilität stieg dabei bis auf 2000

4. Oberflächenbeschaffenheit

An die Oberfläche von Elektroblechen werden relativ hohe Anforderungen gestellt. Ein Maß für die Gleichmäßigkeit der Oberfläche ist der Stapelfaktor. Er kennzeichnet die Raumfüllung des Kernvolumens bzw. des Kernquerschnittes mit magnetischem Werkstoff für unisolierte Proben, in Streifenform aus Blechtafeln geschnitten. Er berücksichtigt also die Unebenheiten der Blechoberfläche und eventuelle Verzunderung, nicht aber die Isolation.

Ebensowenig wie Unebenheiten der Oberfläche können Abweichungen von der Sollstärke (Toleranz meist ± 10%) zugelassen werden. Die zur Erzielung eines günstigen Stapelfaktors erforderliche glatte Oberfläche ist im Warmwalzverfahren nicht leicht zu erzielen. Nur bei Dynamoblechen kann

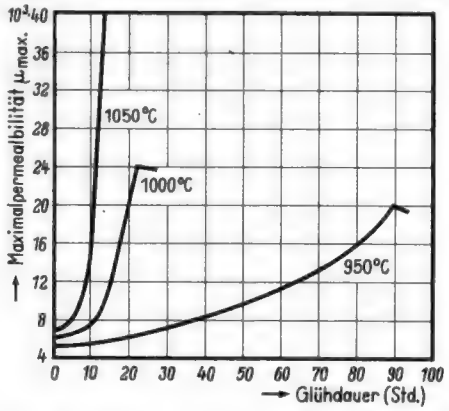


Bild 4. Einfluß der Glühbehandlung auf die Maximalpermeabilität von Eisen-Silizium

von einer Entzunderung der Oberfläche abgesehen werden, während Transformator- und andere hochwertige Bleche entzundert werden müssen. Besondere Schwierigkeiten bereitet es u. a., Bleche in größeren Abmessungen völlig eben und spannungsfrei herzustellen. Darum bieten das Kaltwalzverfahren und die Auswalzung in Form kontinuierlicher Bänder erhebliche Vorteile.

5. Isolation

Die Isolierung der einzelnen Blechschichten des Kernpaketes soll möglichst dünn sein, damit ein großer Anteil des gesamten Kernquerschnittes vom Eisen ausgefüllt wird. Der Eisenfüllfaktor kennzeichnet die Raumfüllung des Kernquerschnittes mit magnetischem Material, jedoch für isolierte Bleche. Der Eisenfüllfaktor ist also stets kleiner als der Stapelfaktor.

Auf Transformatoren- und Dynamobleche wird zur Isolation häufig eine Papierschicht von 0,03 mm Stärke aufgeklebt. Ein wesentlicher Nachteil der Papierisolation besteht jedoch darin, daß die nach dem Bekleben ausgestanzten Kernbleche nicht mehr nachgeglüht werden können, was insbesondere bei hochpermeablen Legierungen zur Aufhebung von Scherspannungen erforderlich wäre. Daher wird für hochwertige Blechsorten die Aufbringung einer Isolationsschicht auf chemischem oder elektrochemischem Wege bevorzugt. Solche Schichten bestehen aus Magnesium-Silikat, Phosphat oder ähnlichen Verbindungen. Sie sind nicht nur bis zu hohen Temperaturen haftfest, sondern können auch wesentlich dünner als Papierschichten gehalten werden. Dies ist wesentlich, wenn auch bei dünnen Blechen ein höherer Eisenfüllfaktor angestrebt wird.

Für Übertragerbleche wird teilweise eine Lackschicht als Oberflächenisolation aufgebracht. Dadurch lassen sich zwar geringere Isolationsstärken erzielen, doch ist eine Nachglühung wie bei der Papierisolation unmöglich. Dieses Verfahren ist daher nur für Blechsorten mit relativ geringer Permeabilität zweckmäßig. Treten im Betrieb nur geringe Feldstärken auf, so genügt oft die Oxydhaut der Blechoberfläche als Isolation.

Nachdruck verboten!

C. Lieferformen

1. Ausgangsmaterial

Die Herstellung von Elektroblechen erfolgt üblicherweise in Blechtafeln der Größe 1 x 2 m oder (vor allem für verlustarme und hochpermeable Sorten) 0,75 x 1,5 m. Die Blechstärke von Dynamo- und Transformatorenblechen beträgt 0,35 und 0,5 mm. Für Übertragerbleche wurden außerdem die Blechstärken 0,20, 0,15, 0,10 und 0,05 mm genormt. Im Kaltwalzverfahren können auch Kernwerkstoffe mit geringeren Blechstärken hergestellt werden. Nach diesem Verfahren werden heute in zunehmendem Maße auch Transformatorenbleche hergestellt. Der Werkstoff wird dann in Bandform geliefert, was vor allem für orientierte Elektrobleche gilt. Bei Bandbreiten bis etwa 40 mm lassen sich Bandstärken bis herunter zu 0,01 mm erzielen.

2. Kernbleche

Kerne von größeren Transformatoren werden aus Blechstreifen zusammengesetzt. Für Kleintransformatoren ist der Aufbau des Kernes aus Stanzteilen gebräuchlich. Größen und Abmessungen von Kernblechen wurden im Normblatt DIN 40302 festgelegt.

3. Ring- und Schnittbandkerne

Hochwertige magnetische Werkstoffe, insbesondere auch solche mit magnetischer Vorzugsrichtung, werden vorzugsweise als Bandmaterial geliefert.

Für die Abmessungen von Bandkernen wurden noch keine Normen eingeführt. Bei Ringbandkernen liegen die herstellbaren Größen zwischen 20 und 700 mm Außendurchmesser. Das Verhältnis von Außen- zu Innendurchmesser sollte möglichst nicht über 1,5, bei hochpermeablen Werkstoffen sogar möglichst unter 1,3 liegen. Um überstarke Biegungen zu vermeiden, sollte der Innendurchmesser mindestens das Hundertfache der Banddicke betragen.

Geschlossene Ringkerne können nur auf besonderen Wickelmaschinen bewickelt werden. Um übliche Bewicklungsverfahren anwenden zu können, hat man den Schnittbandkern entwickelt. Es werden Schnittbandkerne hergestellt, die in genormte Spulenkörper passen. Auch davon abweichende Größen zur Erzielung eines etwas größeren Wickelraumes sind lieferbar.

D. Wahl der Blechstärke

Die Ummagnetisierungsverluste von Transformatorenblechen setzen sich im wesentlichen aus Wirbelstrom- und Hystereseverlusten zusammen.

Den Wirbelstromanteil der Verluste kann man durch den relativ hohen Widerstand fast aller Legierungen und durch Unterteilung des Kernes in dünne, voneinander isolierte Blechschichten gering halten.

Die Hystereseverluste nehmen bei dünner werdenden Blechschichten allerdings zu, und da dünne Bleche auch teurer sind, ist die Verwendung von Blechstärken unter 0,3 mm für Netztransformatoren und in Übertragern für das Tonfrequenzgebiet unzweckmäßig, wenn Transformatorenbleche Verwendung finden. Bei den hochpermeablen Sorten sind die Hystereseverluste jedoch geringer und die Anwendung geringerer Blechstärken bietet hier Vorteile. Dabei ist die Frequenzabhängigkeit der Permeabilität zu beachten: Bei hochpermeablen Blechen und normalen Blechstärken tritt schon bei niederen Frequenzen ein Abfall der Permeabilität ein, (Bild 5; E 3—0,35). Da sich Eisen-Nickel-Legierungen leichter auf dünne Stärken auswalzen lassen, empfiehlt sich die Verwendung von dünnen Stärken (0,15 bis 0,20 mm) auch für Tonfrequenzübertrager.

Bei der Bestimmung der Blechstärke ist oft weniger der Wirbelstromeinfluß ausschlaggebend, als vielmehr die mechanische Empfindlichkeit hochpermeabler Legierungen. Jede bleibende Kaltverformung verursacht eine Abnahme der Permeabilität und eine Zunahme der Verluste. Eine solche Verformung wird u. a. schon beim Einschachteln von M-Blechen durch die dabei unvermeidliche Verbiegung der Mittelzunge verursacht. Bei Blechen der Sorte E 3 in der Größe M 42 und mit 0,35 mm Dicke ist auch beim vorsichtigsten Einschachteln bereits eine Verschlechterung um 30% nachweisbar. Höchstpermeable Kernbleche erfordern zur Vermeidung der nachteiligen Wirkung des Permeabilitätsverlustes beim Einschachteln daher Blechstärken unter 0,2 mm. Dies gilt vor allem auch für kleinere Kernformen, für M 20 sind daher Blechstärken unter 0,10 mm zu verwenden. Die mechanische Empfindlichkeit von weichmagnetischen Werkstoffen ist um so größer, je höher die Permeabilität ist. Eine relativ geringe mechanische Empfindlichkeit besitzt jedoch die Legierung Alfenol 16, die eine große mechanische Härte aufweist. Nähere Angaben über den Permeabilitätsabfall bei M-Schnitten ist aus einer Arbeit von F. Assmus in „Frequenz" 4 (1950) S. 195 u. f. zu entnehmen.

E. Magnetische Eigenschaften

1. Magnetisierungskurve, Hystereseschleife

Durch die Magnetisierungskurve $\mathfrak{B} = f(\mathfrak{H})$ wird die Abhängigkeit der Induktion von der angelegten magnetischen Feldstärke dargestellt Bild 6 und 7. Die Steigung dieser Kurve gibt die Permeabilität des magnetischen Stoffes an. Man sieht, daß sie stark von der Feldstärke abhängig ist. Insbesondere fällt auf, daß von einer bestimmten Feldstärke an die Induktion nicht mehr viel zunimmt, die Permeabilität

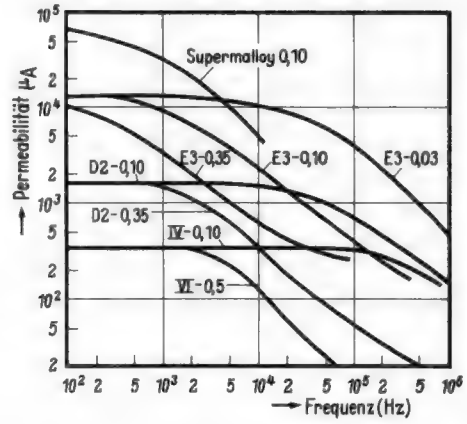


Bild 5. Frequenzabhängigkeit der Permeabilität

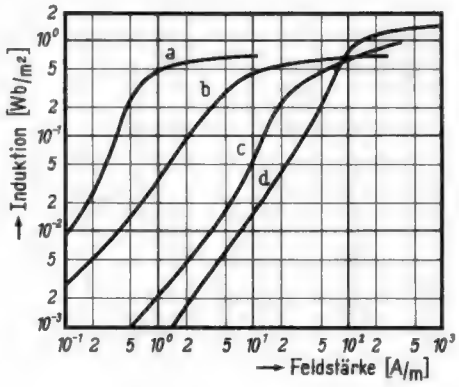


Bild 6. Magnetisierungskurven für Übertragerbleche:
a = Ultraperm
b = E 3 (Mumetall)
c = D 1/DIN 41301
d = A 1/DIN 41301

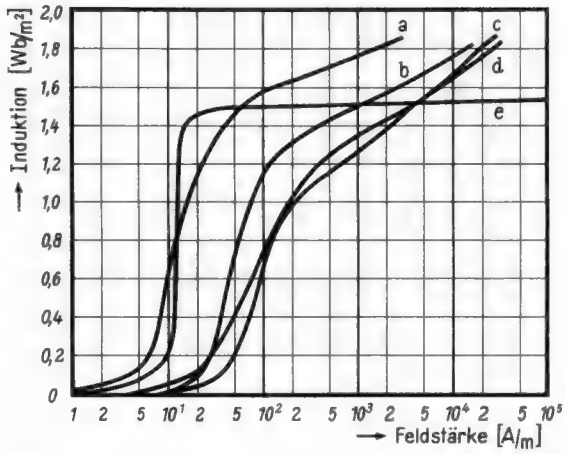


Bild 7. Magnetisierungskurven für Transformatorenbleche:
a = orientiertes Siliziumeisen (TRAN-COR 3 X)
b = schwach orientiertes Siliziumeisen (TRAN-COR DIMAX)
c = Dynamoblech DIN 46400 III/2,0
d = Transformatorenblech DIN 46400 IV/1,0
e = Werkstoff mit rechteckiger Magnetisierungskurve (Permenorm 5000 Z)

nimmt stark ab. Diesen Knick im Kurvenverlauf bezeichnet man als Sättigungsgrenze. Die Kurven für die Aufmagnetisierung und die Entmagnetisierung decken sich nicht, sondern es ergibt sich die bekannte Hystereseschleife (Bild 8).

Die Arbeit, die zum Durchlaufen einer solchen Hystereseschleife erforderlich ist, stellt den Hystereseverlust dar, welcher proportional zum Flächeninhalt der Schleife ist. Er steigt mit der Wechselzahl der Ummagnetisierungen pro Zeiteinheit und sinkt mit der magnetischen Liniendichte. Im Bereich kleiner Feldstärken besteht die Hystereseschleife aus zwei spiegelbildlich gleichen Parabelbögen. Der Verlauf des Magnetisierungsvorganges ist in der Feinstruktur nicht stetig, sondern vollzieht sich in kleinen Sprüngen.

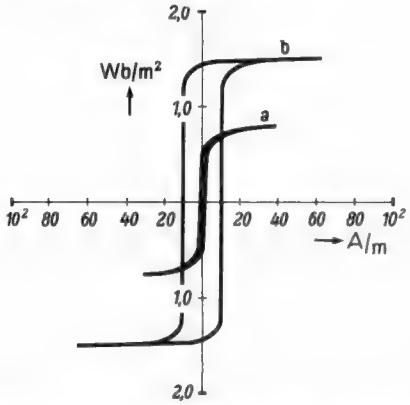


Bild 8. Hysteresekurven; a = Werkstoff hoher Permeabilität (E 3), b = Werkstoff mit rechteckiger Hystereseschleife

2. Sättigung

Im Gegensatz zur physikalischen Definition der Sättigung (siehe auch Funktechnische Arbeitsblätter Wk 21, Blatt 3) begnügt man sich in der Technik meist mit der Angabe der Maximalinduktion. Nach DIN 46400 wird hierfür eine Feldstärke von 300 A/cm vorausgesetzt. Die dabei auftretende Induktion wird als Maximalinduktion bezeichnet und mit B_{300} abgekürzt. Bei den meisten Werkstoffen erreicht die Maximalinduktion den Wert der Sättigungsinduktion.

Die Sättigungsgrenze der Induktion ist in erster Linie von der Zusammensetzung der Legierungen abhängig: (s. Tabelle 2 auf Blatt 3). Während unlegiertes Eisen bei 2,15 Wb/m² gesättigt ist, erreicht Transformatorenblech mit 4% Si nur 1,9 Wb/m² als Maximalinduktion.

Mittelstark legierte Bleche (2,5...3,5 % Si) haben eine höhere Sättigungsgrenze und erlauben bei Netztransformatoren eine höhere Betriebsinduktion, womit sich eine größere Übertragungsleistung je Gewichtseinheit des Eisenkernes ergibt.

Die wesentlich geringere Sättigung von Eisen-Nickel-Legierungen behindert häufig deren Verwendbarkeit als Leistungsübertrager.

Eine hohe Sättigung erreichen Eisen-Kobalt-Legierungen, wobei 50% Kobalt die Sättigung bis auf 2,5 Wb/m² erhöht. Infolge des hohen Preises können diese Legierungen nur für Sonderzwecke verwendet werden (z. B. für Polschuhe).

3. Curiepunkt

Der Curiepunkt ist die Temperaturgrenze, bei welcher sich der Magnetismus durch eine Änderung im Zustandsdiagramm des Werkstoffes beinahe sprunghaft verliert (s. a. Funktechnische Arbeitsblätter, Wk 21, Blatt 2a). Der Curiepunkt liegt für Eisen bei 770° C und sinkt durch Legierungsbestandteile im allgemeinen ab.

Eisen-Nickel-Legierungen erreichen nur niedere Curietemperaturen von 200 bis 500° C, hieraus erklärt sich auch die höhere Temperaturabhängigkeit der Magnetisierung dieser Werkstoffe. Bei Nickel-Legierungsanteilen zwischen 10 und 30 % sinkt der Curiepunkt sogar bis unter den Nullpunkt ab, so daß diese Legierungen bereits bei Raumtemperaturen unmagnetisch werden.

Der Curiepunkt von Kobalt liegt bei 1120° C, so daß Kobaltlegierungen mit 970 bis 980° C eine höhere Temperaturgrenze der Magnetisierung erreichen.

4. Permeabilität

Unter Permeabilität wird im folgenden die Wechselfeldpermeabilität verstanden, die nach DIN 40130 definiert ist durch:

$$\mu = \frac{\mathfrak{B}_{max}}{\mathfrak{H}_{max}} \cdot \frac{1}{\mu_0}$$

$\mathfrak{B}_{max} = \hat{\mathfrak{B}}$ = Scheitelwert der sinusförmig vorausgesetzten Induktion

$\mathfrak{H}_{max} = \hat{\mathfrak{H}}$ = Scheitelwert der Grundschwingung der Feldstärke

μ_0 = absolute Permeabilität des leeren Raumes.

Die Permeabilität μ ist eine relative Größe, ihr Zahlenwert ist also vom Maßsystem unabhängig.

Bei allen Wertangaben für die Permeabilität ist die zugehörige Wechselfeldstärke H in mOe als Index von μ anzugeben. Normalerweise wird die Permeabilität für H = 20 mOe angegeben (μ_{20}).

4a. Die Anfangspermeabilität

(Siehe auch Funktechnische Arbeitsblätter Wk 21, Blatt 1). Die Anfangspermeabilität μ_A ist die für $H \rightarrow 0$ extrapolierte Permeabilität. Infolge der Schwierigkeiten bei Messungen mit kleinsten Feldstärken wird als „Anfangspermeabilität" im allgemeinen die Permeabilität angegeben, welche bei einer Feldstärke von 5 mOe (0,4 A/m) vorhanden ist und mit μ_5 bezeichnet. Diese Vereinfachung genügt bei den meisten Werkstoffen, in Sonderfällen jedoch nicht, wie folgende Beispiele zeigen:

Bei orientiertem Eisen-Silizium ergibt sich für μ_5 schon ein Wert, der das zweifache von μ_A beträgt, wenn man μ_A durch Extrapolation ermittelt.

Bei Supermalloy wird sogar bei einer Feldstärke von 0,2 A/m bereits die Maximalpermeabilität erreicht.

Die Anfangspermeabilität der magnetischen Werkstoffe läßt sich aus der Tabelle 2 entnehmen. Man ersieht, daß bei Eisen-Siliziumblechen Werte zwischen etwa 250 und 1000 erreicht werden, für Transformatoren- und Dynamobleche im allgemeinen nur Werte bis 500. Die höheren Werte bei den Übertragerblechen werden durch besondere Glühbehandlungen und größere Reinheit der Legierungen erreicht. Kaltgewalzte Eisen-Silizium-Werkstoffe mit Vorzugsrichtung ergeben keine höheren Werte für die Anfangspermeabilität als gut geglühte Übertragerbleche.

Nickel-Eisen-Legierungen erzielen insbesondere bei großem Ni-Anteil wesentlich höhere Werte der Anfangspermeabilität. Bild 2 zeigte ein scharfes Maximum für Legierungen mit ca. 80 % Ni. Durch günstige Herstellungsbedingungen läßt sich die Anfangspermeabilität bis auf 100 000 steigern; dieser Wert wird bei Ultraperm 10 als Mindestwert garantiert.

4b. Abhängigkeit der Permeabilität von der Feldstärke

Die Permeabilität von ferromagnetischen Werkstoffen ist, wie der Verlauf der Magnetisierungskurve zeigt, stark von der angelegten Feldstärke abhängig.

Auf den relativ niederen Wert der Anfangspermeabilität folgt im allgemeinen ein mehr oder wenig steiler Anstieg bis zur Maximalpermeabilität, an welche sich ein Abfall bis zur physikalischen Sättigungsgrenze anschließt, wo die Permeabilität den Wert 1 erreicht.

Zur Kennzeichnung der Abhängigkeit der Permeabilität von der Feldstärke wird der Begriff Anstieg der Permeabilität eingeführt. Der Anstieg ist der auf die Permeabilität μ_{20} bezogene Differenzenquotient

$$\delta_{\hat{H}} = \frac{\Delta\mu / \Delta_{\hat{H}}}{\mu_{20}}$$

Er wird für die Feldstärkebereiche 5 bis 20 mOe und 20 bis 100 mOe festgelegt und sagt aus, um wieviel ‰ je mOe sich die Permeabilität μ bei linearer Abhängigkeit in dem angegebenen Feldstärkebereich ändert.

Die Werte für die verschiedenen Werkstoffe können aus der Tabelle 2 (Blatt 3) entnommen werden.

Nachdruck verboten!

Billiger Hi-Fi-Verstärker mit Eintakt-Endstufe

Mit dem Begriff „Hi-Fi-Verstärker" verbindet sich gewöhnlich die Vorstellung eines teuren Gerätes mit vielen Röhren und einer Gegentakt-Endstufe. Das trifft zu, wenn größere Sprechleistungen verlangt werden, so etwa von 8 bis 30 W. Für niedrige Leistungen, wie man sie in normalen Wohnräumen braucht (max. 3 W), läßt sich ein sehr viel einfacherer Verstärker bauen, der mit nur zwei Röhren (zuzüglich Netzgleichrichter) auskommt und durch nachgenannte Daten gekennzeichnet ist:

Frequenzbereich:	50...10 000 Hz ± 1 dB 30...25 000 Hz − 5 dB
Sprechleistung:	3 Watt
Klirrfaktor:	ca. 1% bei 3 W, 0,25% b. 1 W
Gegenkopplung:	20 dB (10fach)
Störabstand:	− 70 dB
Eingangsspannung:	100 mV für 3 W
Höhenregler:	0...−15 dB (5,6 : 1) bei 10 kHz
Tiefenregler:	0...+12 dB (1 : 4) bei 100 Hz

Mehr kann man von einem 2-Röhren-Verstärker, der sich noch dazu mit handelsüblichen Einzelteilen aufbauen läßt, nicht verlangen!

Die Schaltung

(Bild 1)

wurde von der englischen Röhren-Firma *Mullard* entwickelt, sie ist nicht alltäglich. An den Lautstärkeregler L schließt sich der Höhenregler H an. Je weiter der Schleifer von H am rechten Anschlag steht, um so stärker werden die Höhen unterdrückt (max. −15 dB), in der linken Endstellung verläuft die Frequenzkurve praktisch geradlinig bis 10 000 Hz *(Bild 2)*. Bei 15 000 Hz, also bei einem Ton, den die meisten Menschen bereits nicht mehr wahrnehmen können, beträgt die Dämpfung in Reglerstellung „linear" nur −2,4 dB (1,3 : 1), das ist ein Betrag, der praktisch mit dem Ohr noch nicht festgestellt werden kann.

Die Vorröhre EF 86 wird als sogenannte „stromarme" Pentode betrieben; ihr Anodenwiderstand hat die ungewöhnliche Größe von 2,2 MΩ. Zwar arbeitet jetzt die Vorröhre mit sehr niedrigen Betriebsspannungen und -strömen, aber ihre Verstärkungsziffer ist bei dieser Einstellung fast doppelt so hoch wie unter normalen Bedingungen[1]). Ungewöhnlich ist auch die Art der Schirmgitterspeisung, sie erfolgt nämlich von der Katode der Endröhre aus. Gleichzeitig entsteht durch diese Schaltung eine zusätzliche Gegenkopplung, die stabilisierend wirkt.

Die Endröhre EL 84 ist in direkter Kopplung angeschlossen, ihr Steuergitter steht über einen Schwingschutzwiderstand von 1 kΩ mit der Vorröhrenanode in Verbindung. Damit die EL 84 im richtigen Kennlinienbereich arbeitet, wurde die Katode mit Hilfe eines größeren Katodenwiderstandes (680 Ω) „hochgezogen". Die Differenz zwischen Anodenspannung der Vorröhre und Katodenspannung der Endröhre entspricht der vorgeschriebenen Gittervorspannung. Die direkte Kopplung hat den Vorteil, daß der sonst erforderliche Kopplungskondensator, der bei den Tiefen Phasendrehungen verursachen kann, entfällt. Diese Maßnahme trägt zum betriebssicheren Arbeiten der Gegenkopplung zwischen Ausgangsübertrager und Vorröhren-Katode bei.

Im Gegenkopplungskanal liegen zwei RC-Glieder; einer der beiden Widerstände (50 kΩ) ist als Tiefenregler ausgebildet, mit dem die Bässe bei 100 Hz um maximal 12 dB angehoben werden können. Wie Bild 2 erkennen läßt, liegt der „Buckel" der Baßanhebungs-Kurve bei 120 Hz. Unterhalb dieser Frequenz ist ein Abfall von 12 dB je Oktave zu verzeichnen. Diese Bemessung der Schaltung erfolgte mit Überlegung. Betrachtet man die Kurve noch einmal etwas eingehender, so ist festzustellen, daß bei 60 Hz immer noch mit 0 dB verstärkt wird, also daß keinerlei Dämpfung erfolgt. Nun liegt aber gerade hier die Resonanzspitze der meistens benutzten 20- bis 25-cm-Lautsprecher, weshalb der Kurvenabfall zum Teil wieder ausgeglichen wird. Daß bei noch tieferen Tönen dagegen eine merkliche Schwächung eintritt, ist in der Regel sehr erwünscht. Man unterdrückt damit die Rumpelgeräusche von Plattenspielern mittlerer Qualität.

Große Bedeutung kommt der Güte des Ausgangsübertragers zu. Man soll sich davor hüten, ein billiges Erzeugnis zu verwenden. Wenn man nicht gerade einen verschachtelt gewickelten Übertrager zur Hand hat, ist meistens der zum Lautsprecher gelieferte am zuverlässigsten. Nach Erfahrungen des Referenten werden heute zu Qualitätslautsprechern angesehener Hersteller auch entsprechend hochwertige Anpaßübertrager geliefert, denn der Lautsprecher-Fabrikant ist begreiflicherweise daran interessiert, daß die guten Eigenschaften seiner Lautsprecher nicht wieder durch minderwertige Übertrager verdorben werden. Bei Versuchen bewährte sich zum Beispiel der *Isophon*-Breitband-Lautsprecher PH 2132/25/11 in Verbindung mit dem zugehörigen Übertrager M 65 R.

Der Katodenwiderstand der ersten Röhre bestimmt den Grad der Gegenkopplung, deshalb richtet sich sein Wert nach der Ausgangsimpedanz des Lautsprechers. Für 4-Ω-Systeme ist ein 82-Ω-Widerstand, für 15-Ω-Systeme ein solcher mit 150 Ω zu wählen.

Der Aufbau

Am besten bringt man das Gerät auf einem Chassis nach *Bild 4* unter, weil sich so die günstigsten Verbindungen ergeben. L 1 bis L 3 sind Lötösenleisten, die größeren, aber nicht brummempfindlichen Teilen als Verdrahtungsstützen dienen. Zwischen L 1 und L 2 kann man beispielsweise das Katoden-RC-Glied der Endröhre und den 0,25-µF-Siebwiderstand für die Anodenspannung der ersten Röhre anordnen. L 3 nimmt den Siebwiderstand von 12 kΩ auf, der zwischen den beiden Netzteil-Elektrolytkondensatoren liegt. Die übrige Verdrahtung ergibt sich eigentlich von selbst, wenn man sich bemüht, überall kürzeste Verbindungen herzustellen[2]). Darum hängen die meisten Kondensatoren und Widerstände zwischen den Lötfahnen der Regler und den Röhren-

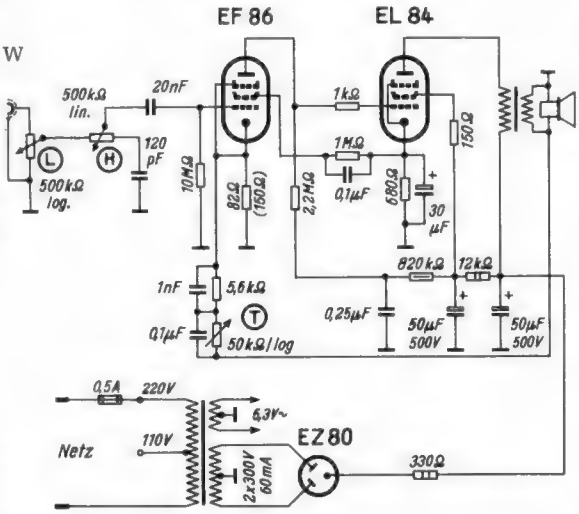
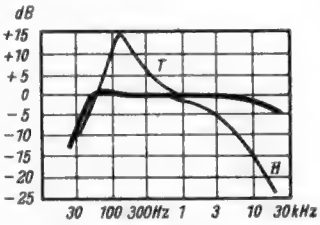


Bild 1. Schaltung des 3-Watt-Hi-Fi-Verstärkers



Links: *Bild 2. Frequenzkurven in Abhängigkeit von der Reglerstellung. Stark gezeichnet = Reglerstellung „linear". H = Höhenregler Stellung „abgesenkt"; T = Tiefenregler Stellung „angehoben"*

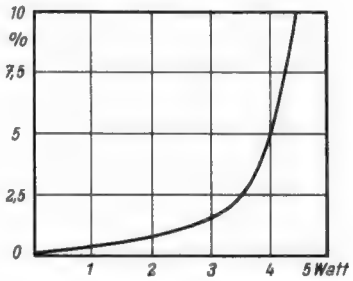


Bild 3. Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Aussteuerung

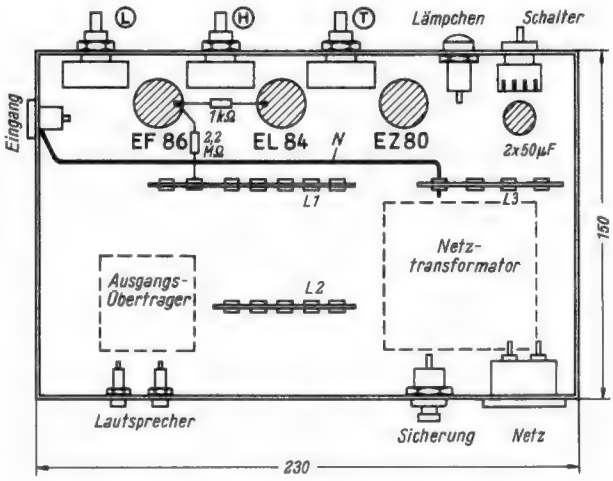


Bild 4. Chassis-Ansicht von unten. Die Chassis-Tiefe beträgt 60 mm

[1]) Bei dem hohen Anodenwiderstand von 2,2 MΩ muß an dieser Stelle ein sehr kapazitätsarmer Aufbau angestrebt werden, denn eine zu große Parallelkapazität schließt die Verstärkung für die hohen Frequenzen kurz.

[2]) Fußnote siehe nächste Seite.

Fassungsanschlüssen. Bei N zieht sich ein dicker Draht durch das Chassis, er bildet die Nullschiene, an der alle mit Masse in Verbindung stehenden Anschlüsse erfolgen. Die Nullschiene ist an L 3 isoliert befestigt, hier wird die Verbindung mit den Bechern der Netzteil-Elektrolytkondensatoren hergestellt. Das linke Ende von N ist mit dem Nullkontakt der Eingangsbuchse und mit dem Chassis verbunden; an dieser Stelle besteht die einzige Chassisverbindung im ganzen Gerät. Beachtet man das nicht und benutzt das Chassis als Nullschiene, so muß mit Brummen und Unstabilitäten gerechnet werden. Kühne

(Radio Constructor April 1956)

[2]) Dies gilt besonders für die bereits in der Fußnote [1]) erwähnte kapazitätsarme Anordnung des 2,2-MΩ-Anodenwiderstandes der Röhre EF 86. Zweckmäßig dreht man die Fassungen für die Röhren EF 86 und EL 84 so zueinander, daß der 1-kΩ-Widerstand ganz kurz dazwischen eingelötet werden kann und der 2,2-MΩ-Widerstand auf dem kürzesten Weg von der Anode der EF 86 zum Stützpunkt auf dem Lötösenstreifen zu liegen kommt.

Ein Röhren-Oszillator ohne Anodenspannung

Für viele Anwendungszwecke, wie Tonfrequenz-Generatoren für Prüfzwecke, Hilfsgeräte zum Abstimmen von Musikinstrumenten, Signalgeneratoren für Empfängerprüfung und Abstimmung, ferner als Schwingsystem für elektronische Musikinstrumente, sind Oszillatoren von Vorteil, die möglichst geringen Platz beanspruchen und mit kleinstmöglichem Aufwand an Stromversorgungseinrichtungen auskommen; dabei genügt eine relativ kleine Schwingleistung.

Der kleinste Aufwand an Stromversorgungsmitteln ergibt sich offenbar, wenn es möglich wäre, diese lediglich auf die Beheizung der Katode zu beschränken, hierzu genügt dann ein kleiner Heiztransformator. *Bild 1* zeigt eine dieser Überlegung zu Grunde

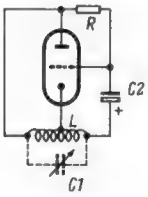


Bild 1. Diese Schaltung schwingt ohne Anodenspannung infolge Aufladung des Kondensators C 2 durch die Raumladung

liegende Schaltung, welche tatsächlich ein schwingfähiges System darstellt. Diese ähnelt in ihrem Aufbau einem Hartley-Oszillator, unterscheidet sich aber von diesem in einigen wesentlichen Punkten:

1. Sein Schwingungsbeginn beruht nicht auf dem Fließen eines Anodenstromes in herkömmlicher Weise, sondern seine Stromversorgung liegt vielmehr in der negativen Raumladungswolke begründet, welche sich um die beheizte Katode bildet und bis ins Gebiet des Steuergitters reicht. Diese Raumladungselektronen, welche der Katode entzogen werden, bewirken, daß die Katode leicht positiv gegenüber dem Gitter wird, dadurch lädt sich der Kondensator C 2, wie eingezeichnet, auf, um sich über R und L schließlich wieder zu entladen. Dabei wird in der Spule L eine Gegen-EMK hervorgerufen, die eine umgekehrte Elektronenbewegung zur Folge hat, die den Kondensator wieder auflädt, usw. Ergänzt man, wie im Bild, die Spule L durch einen Parallelkondensator C 1 zu einem Resonanzkreis, so wird dieser durch die Ladung und Entladung des Kondensators C 2 über die Selbstinduktion L periodisch angestoßen und wirkt als Schwingungskreis.

2. Im Gegensatz zum Hartley - Oszillator haben R und C 2 keinen frequenzbestimmenden Einfluß, sondern die Oszillatorfrequenz wird lediglich durch L, C 1 bestimmt.

Diese als *Hubbard-Oszillator* bezeichnete Schwingschaltung zeichnet sich durch eine sehr hohe Frequenzkonstanz aus, da sich Schwankungen in der Betriebsfrequenz nicht mehr in Anodenspannungsschwankungen auswirken können; vielmehr sind die dabei erzeugten Schwingungen, auch bei schwankendem Netz, von guter, stabiler Sinusform. Durch entsprechende Bemessung von L, C 1 läßt sich ohne Änderung eines einmal gewählten Wertes von R und C 2 ein Bereich von etwa 30 Hz...600 kHz bestreichen.

Eine praktisch ausgeführte Schaltung mit Hubbard-Oszillator ist in *Bild 2* wiedergegeben. Sie läßt sich durch wahlweise Zuschaltung von Kapazitäten (z. B. C_n = 12 Stufen) zum Stimmen von Instrumenten oder auch als Grundgenerator eines elektronischen Monophon - Instrumentes auf die 12 Töne einer wohltemperierten Oktav verwenden.

Bei der Auswahl der Röhren ist lediglich Sorge zu tragen, daß nur solche hoher Steilheit und mit sehr gutem Isolationswiderstand verwendet werden, da es darauf ankommt, daß sich die Raumladungswolke rasch und kräftig ausbildet und nicht durch Isolationswiderstände beeinträchtigt wird.

Der anodenspannungslose Generator, der sich durch sehr hohe Stabilität, Einfachheit des Aufbaus und niedrige Baukosten auszeichnet, wird für alle jene Anwendungsgebiete von Vorteil sein, bei denen diese Eigenschaften besonders ins Gewicht fallen

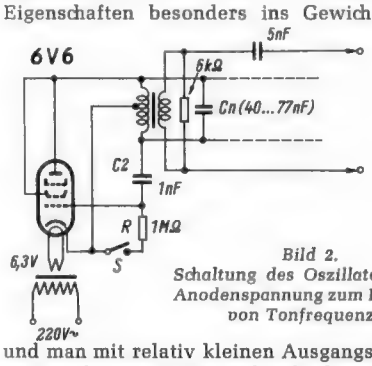


Bild 2. Schaltung des Oszillators ohne Anodenspannung zum Erzeugen von Tonfrequenzen

und man mit relativ kleinen Ausgangsleistungen auskommt. Entsprechend abgewandelte Schaltungen versprechen ein weites, interessantes Anwendungsfeld. Roland Hübner

*

Nicht alle Schaltungen, über die aus dem Ausland berichtet wird, halten einer ernsthaften Nachprüfung stand. So erinnern wir uns ungern an ein Referat „Anodenspannung aus der 6-V-Batterie", das wir in der FUNKSCHAU 1952, Heft 11, Seite 208, veröffentlichten. Überlegungsmäßig mußte die Schaltung funktionieren, praktisch aber ergaben sich so viele Schwierigkeiten, oder die Ausbeute war so gering, daß viele Leser enttäuscht wurden.

Unser Mitarbeiter *H. G. Mende* unterzog sich deshalb der wahrlich nicht geringen Mühe, die Schaltung genauestens zu untersuchen. Seine Ergebnisse veröffentlichten wir dann in der FUNKSCHAU 1955, Heft 18, Seite 393.

Um mit der im vorstehenden Aufsatz beschriebenen, ebenso interessanten Schaltung unseren Lesern ähnliche Mißerfolge zu ersparen, wurde sie als Brettschaltung aufgebaut und erprobt – *und siehe da, sie schwingt tatsächlich!*

Da dem Funktechniker weniger an einem Normalgenerator im Tonfrequenzgebiet, sondern mehr an einem Eichnormal für einen Wellenmesser gelegen ist, wurde nicht die in Bild 2 angegebene Bemessung für Tonfrequenzen vorgesehen, sondern ein 100-kHz-Normalgenerator erprobt. *Bild 3* zeigt die erwähnte Brettschaltung. Anstelle einer Endröhre wurde die für hohe Frequenzen günstiger erscheinende Pentode EF 80 verwendet und eine hochwertige Topfkernspule für den Schwingkreis vorgesehen.

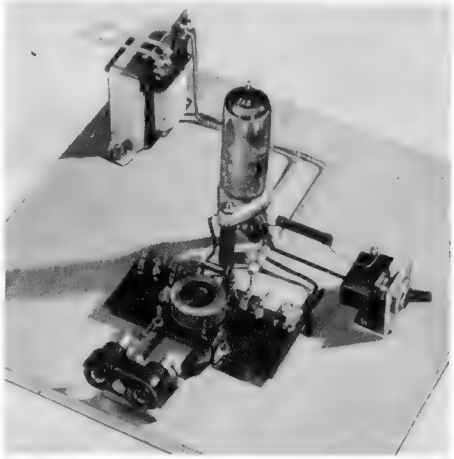


Bild 3. Versuchsaufbau eines Oszillators ohne Anodenspannung. Die Röhre erhielt lediglich eine Heizspannung aus dem oben sichtbaren Heiztransformator und schwang dabei auf 100 kHz

Nach einigen Versuchen, die sich besonders auf den günstigsten Anzapfungspunkt der Spule erstreckten, ergab sich die Schaltung *Bild 4*. Wichtig ist hierbei, daß die Kreiskapazität möglichst gering ist, andernfalls schwingt der Oszillator nicht. Man sieht zweckmäßig einen kleinen keramischen Kondensator und parallel dazu einen feinstufig einstellbaren Lufttrimmer vor.

Die Frequenz des Oszillators wurde auf die eines 100-kHz-Quarz-Generators abgeglichen. Sowohl beim Anheizen als auch bei lang dauerndem Betrieb und bei willkürlichen Netzspannungsänderungen blieb die einmal eingestellte Frequenz einwandfrei stabil, so daß sich die Anordnung tatsächlich als Frequenznormal mit sehr geringem Schaltungsaufwand eignet. Selbstverständlich dürfen die Ausgangsklemmen nicht belastet werden, um Verstimmungen des Kreises zu vermeiden. Man steuert zweckmäßig mit der Ausgangsspannung das Gitter einer weiteren normal geschalteten Verstärkerröhre, wobei die Windungszahl der Kopplungsspule noch weiter verringert werden kann. Der Schalter dient dazu, den Generator auszuschalten, ohne die Heizung zu unterbrechen.

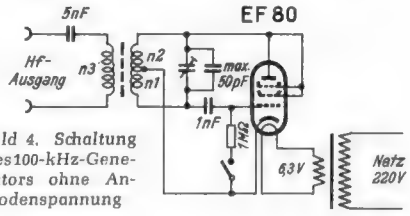


Bild 4. Schaltung des 100-kHz-Generators ohne Anodenspannung

Wickeldaten

Siemens-Topfkern 80 k 1, n 1 = 150 Wdg., n 2 = 1300 Wdg., n 3 = 700 Wdg. Draht 0,08 CuL. n 1 und n 2 werden annähernd gleichmäßig auf zwei Kammern des Wickelkörpers verteilt, n 3 befindet sich in der dritten Kammer.

Das Universal-Röhrenvoltmeter als Werkstattinstrument

Seit Jahren werden von in- und ausländischen Herstellern Universal-Röhrenvoltmeter angeboten, die nicht diejenige Aufmerksamkeit genießen, die sie wegen ihrer vielseitigen Verwendbarkeit in der Rundfunk- und Fernsehwerkstatt verdienen. Möglicherweise denken die Werstattpraktiker noch an jene Röhrenvoltmeter, deren Minuspol herausgeführt war, während der Pluspol am Gehäuse lag. Solche Meßgeräte sind in der Rundfunkwerkstatt nur beschränkt verwendbar; mit ihnen kann wohl die Regelspannung gemessen werden, nicht aber die meisten in Empfängern vorkommenden Spannungen, da diese gegen das Chassis positives Potential aufweisen.

Neuzeitliche Universal-Röhrenvoltmeter verfügen alle über eine Brückenschaltung mit zwei Trioden. In dem als Beispiel dienenden Schaltbild des *Precise-Röhrenvoltmeters* Modell 909 der Precise Development Corporation *(Bild 1)* bilden die beiden Systeme der Doppeltriode 6 SN 7 zusammen mit den Widerständen R 22, R 23, R 24 diese Brücke. An R 23 kann die Brücke derart abgeglichen werden, daß beide Katoden gleiches Potential aufweisen; dann steht der Zeiger des Meßwerks M, das mit Hilfe des Schalters Sg angeschlossen werden kann, auf dem Nullpunkt der Skala. Der veränderliche Widerstand R 23 dient also der Nullpunktkorrektur.

Mit den Schaltern Sd, Se und Sf können drei verschiedene Anordnungen an das Steuergitter des linken Triodensystems der Brücke gelegt werden: 1. ein Spannungsteiler aus den Widerständen R 1 bis R 5 mit dem Vorwiderstand R 7; 2. ein Wechselstromgleichrichter mit der Doppeldiode 6 AL 5; 3. die Batterie B (Monozelle), die in Reihe mit einigen Widerständen Widerstandsmessungen gestattet.

Die Schalter Sa, Sb und Sc dienen zur Bereichwahl bei den verschiedenen Betriebsarten des Instruments. Sie sitzen ebenso wie die Schalter Sd bis Sh auf einer Achse, so daß zur Bedienung zwei Drehknöpfe genügen. Daneben müssen die Widerstände R 23 zur Nullpunktkorrektur und R 26 zur Einstellung des Vollausschlags der Widerstandsmeßbereiche bei verbundenen Meßschnüren bedient werden.

Bemerkenswert sind die zweite und dritte Stufe des Schalters Sg; durch sie wird das Meßwerk M mit verschiedener Polarität an die beiden Katoden angeschlossen. Dadurch können mit der Gleichspannungs-Tastspitze Spannungen gemessen werden, die gegen das Chassis positives wie negatives Potential aufweisen. Die Widerstände R 19, R 20, R 25 werden zur Eichung der Meßbereiche benötigt, sie brauchen im Betrieb aber nicht bedient zu werden und liegen unzugänglich im Innern des Gehäuses.

Wie die Zahl der Schaltstufen erkennen läßt, weist jede der Meßarten fünf Meßbereiche auf:

Gleichspannungsmessung:	0...5, 25, 250, 500, 1000 V,
Wechselspannungsmessung:	0...5, 25, 250, 500, 1000 V,
Widerstandsmessung:	0...1000 Ω
	0... 10 kΩ
	0... 1 MΩ
	0... 10 MΩ
	0...1000 MΩ.

Bei Gleichspannungsmessungen beträgt der Innenwiderstand des Gerätes stets 25 MΩ, bei Wechselspannungsmessungen 3,3 MΩ. Dabei ist von größter Bedeutung, daß bei Gleichspannungsmessungen der größte Teil des Widerstandes, nämlich 15 MΩ (R 7), gleich hinter der Meßspitze liegt und letztere durch ein abgeschirmtes Kabel mit dem Gehäuse verbunden ist. Infolgedessen kann man innerhalb eines Empfängers jede Gleichspannung verstimmungsfrei messen, gleichviel, ob sie allein vorkommt oder mit Hochfrequenzspannung überlagert ist.

Mit den Wechselspannungsbereichen können alle vorkommenden Netz- und Tonfrequenz-Spannungen gemessen werden. Für Hoch- und Niederfrequenzspannungen steht der *demodulierende Tastkopf* Modell 912 zur Verfügung, mit dessen Hilfe Effektivspannungen bis zu 20 V und bis zur Frequenz von 250 MHz angezeigt werden; er wird anstelle des Gleichspannungsanschlusses mit dem Röhrenvoltmeter verbunden. Die Eingangskapazität dieses Tastkopfs beträgt 3 pF, sein Eingangswiderstand bei 1 MHz 200 kΩ, bei 10 MHz 150 kΩ und bei 100 MHz 25 kΩ.

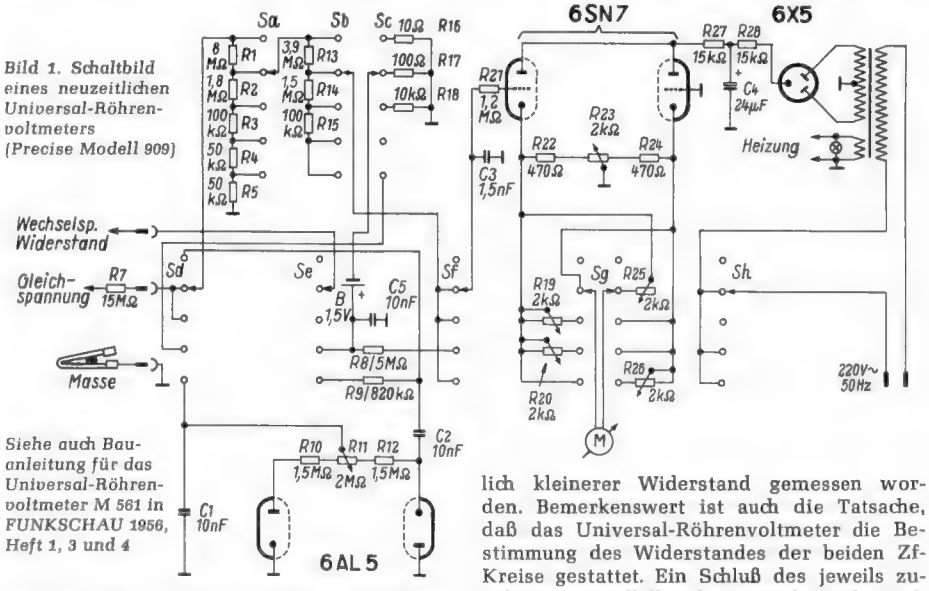


Bild 1. Schaltbild eines neuzeitlichen Universal-Röhrenvoltmeters (Precise Modell 909)

Siehe auch Bauanleitung für das Universal-Röhrenvoltmeter M 561 in FUNKSCHAU 1956, Heft 1, 3 und 4

Anwendung des Universal-Röhrenvoltmeters

Besser als alle Erläuterungen geben die Messungen an einer Zf-Verstärkerstufe nach *Bild 2* Aufschluß über die Verwendbarkeit des Gerätes in der Werkstatt. Einige Ergebnisse der angedeuteten Messungen nennt die *Tabelle*. Es wurden drei Einstellungen des betreffenden Empfängers gewählt. Zuerst wurde kein Sender eingestellt, so daß die Regelspannung null war. Dann herrschten an den Punkten A, S und K die in der ersten Spalte der Tabelle angeführten Spannungen. Darauf wurde auf einen mittelstark einfallenden Sender abgestimmt, so daß sich eine Regelspannung von −3,3 V einstellte. Ein stark einfallender Sender führte zu den Meßergebnissen in der dritten Spalte. Man erkennt, warum man von „gleitender Schirmgitterspannung" spricht. Das Zusammenspiel der vier Spannungen läßt klar werden, daß die betreffende Zf-Verstärkerstufe in Ordnung ist.

Bemerkenswert ist die Tatsache, daß die Regelspannung jedesmal am Anschluß des Steuergitters direkt an der Röhrenfassung gemessen wurde. Dank des großen Widerstandes in der Meßspitze konnte so verfahren werden, ohne daß eine Verstimmung des gleichfalls an diesen Pol angeschlossenen Kreises des Zf-Bandfilters eintrat.

In der letzten Spalte der Tabelle sind die Ergebnisse von Widerstandsmessungen angeführt, die zwischen den genannten Punkten und dem Chassis bzw. dem Pluspol des Siebkondensators angestellt wurden, je nachdem, wo die betreffenden Leitungen enden. Dabei ergab die Messung an Punkt R rund 2 MΩ, weil nicht nur der Wert des Widerstandes R 1 in das Ergebnis eingeht, sondern auch der von zwei Widerständen zu je 1 MΩ an der Regelspannungsdiode. Hätte einer der Kondensatoren im Zuge der Regelspannungsleitung nicht den erforderlichen Isolationswiderstand aufgewiesen, so wäre ein wesentlich kleinerer Widerstand gemessen worden. Bemerkenswert ist auch die Tatsache, daß das Universal-Röhrenvoltmeter die Bestimmung des Widerstandes der beiden Zf-Kreise gestattet. Ein Schluß des jeweils zugehörigen Parallelkondensators hätte der Aufmerksamkeit nicht entgehen können.

Messungen an Röhren und Kondensatoren

Aufschlußreiche Messungen an Röhren lassen sich mit Hilfe der Widerstandsmeßbereiche anstellen. Wird die Anodenspannung eines Empfängers durch Ziehen der Gleichrichterröhre fortgenommen, so kann die Emissionsfähigkeit der Röhrenkatoden geprüft werden. Da der positive Pol der Batterie des Röhrenvoltmeters mit der Widerstandstastspitze verbunden ist, fließt ein kleiner Strom, wenn man das Steuergitter einer geheizten Röhre antastet. Diesen Strom zeigt das Meßwerk an. Er ist auch noch recht groß, wenn

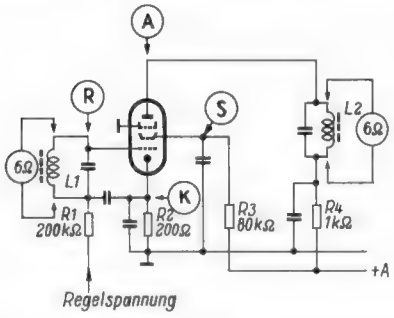


Bild 2. Spannungs- und Widerstandsmessungen an einer Zf-Verstärkerstufe (Ergebnisse in d. Tab.)

Meßwerte nach Bild 2

Meßpunkte	Spannungen in V			Widerstandsmessungen
Punkt R (Regelspannung)	0	— 3,3	— 16	2,2 MΩ gegen Chassis
Punkt A (Anodenspannung)	+192	+200	+224	1 kΩ gegen Siebkond.+
Punkt S (Schirmgitterspannung)	+104	+125	+180	80 kΩ gegen Siebkond.+
Punkt K (Katodenspannung)	+ 2,5	+ 2,1	+ 1,1	200 Ω gegen Chassis

Schirmgitter und Anode angeschlossen werden. An der Abnahme dieses Stromes mit zunehmender Entfernung des betreffenden Röhrenpols von der Katode kann man eine Röhre auf ihren Zustand und auf einen möglicherweise vorhandenen Schluß untersuchen.

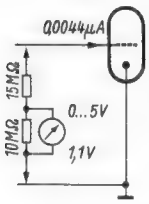


Bild 3. Messung des Anlaufstroms einer Röhre

Außergewöhnlich ist auch das Ergebnis einer Messung nach *Bild 3*. Hier wurde der Gleichspannungs-Meßbereich 0...5 V an das Steuergitter einer geheizten Röhre gelegt. Dann durchfloß der Anlaufstrom der Röhre den Vorwiderstand und den Spannungsteiler des Röhrenvoltmeters und verursachte einen Ausschlag des Meßwerks auf 1,1 V. Durch eine einfache Rechnung konnte die Größe des Anlaufstromes mit 0,0044 µA ermittelt werden. Mit Hilfe des Widerstandsmeßbereiches 0...1000 MΩ lassen sich wertvolle Messungen an Kondensatoren durchführen, weil letztere von der eingebauten Batterie des Röhrenvoltmeters aufgeladen werden. Dieser Vorgang nimmt eine Weile in Anspruch und kann am Gang des Zeigers des Meßwerks verfolgt werden. Dabei erkennt man ohne Mühe Isolationsfehler des Dielektrikums. Bei Elektrolytkondensatoren bleibt nach erfolgter Aufladung ein bestimmter Widerstandswert, der dem fließenden Reststrom entspricht.

Die Zahl der Widerstandsmessungen in Empfängern kann fast beliebig vermehrt werden. Welche Meßergebnisse erzielt werden müssen, wenn der betreffende Empfänger in Ordnung ist, ist seinem Schaltbild zu entnehmen. Von besonderem Wert ist auch die Messung des Widerstandes von Hf-Spulen und Transformatoren, der von vielen Herstellern in den Service-Unterlagen angegeben wird.

Messungen in Fernsehempfängern

Es liegt auf der Hand, daß in Fernsehempfängern eine noch größere Zahl von Spannungs- und Widerstandsmessungen vorgenommen werden kann, als bei Rundfunkempfängern. Zu neuzeitlichen Universal-Röhrenvoltmetern werden Hochspannungstastköpfe geliefert, die es gestatten, Spannungen bis zu 30 000 V gefahrlos zu messen. Mit deren Hilfe kann z. B. die Bildröhrenspannung kontrolliert werden. Infolge des sehr großen Vorschaltwiderstandes, der im Hochspannungstastkopf untergebracht ist, bricht die zu messende Spannung nicht zusammen.

Die Wechselspannungs-Meßbereiche geben Effektivspannungen an, wobei selbstverständlich vorausgesetzt wird, daß es sich um sinusförmig verlaufende Spannungen handelt. Nun kommen aber in Fernsehempfängern Wechselspannungen mit ganz anderem und von Fall zu Fall verschiedenem Verlauf vor. Um sie messen zu können, gibt man statt des Effektivwertes die Scheitelspannung an, die sogen. „Spannung von Spitze zu Spitze" (SS-Wert). Dazu haben viele Modelle von Röhrenvoltmetern eine besondere Skala, die in Spitzenspannungen geeicht ist. So ist es möglich, vergleichbare Spannungsangaben im Bild- und Zeilenablenkteil zu ermitteln.

Im übrigen werden die Spannungen in den Schaltbildern von Fernsehempfängern nicht mehr in der Höhe angegeben, wie sie sich unter der Einwirkung eines Drehspulinstruments verhältnismäßig niedrigen Innenwiderstandes darbieten, sondern wie sie mit einem Röhrenvoltmeter gemessen werden, d. h. wie sie im Betrieb tatsächlich herrschen.

Dr. A. Renardy

Literatur

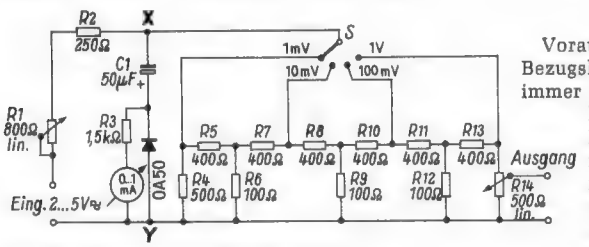
H. L. Swaluw, J. van der Woerd, Einführung in die Fernseh-Servicetechnik. Philips' Technische Bibliothek, Eindhoven 1955.

Radio Corporation of America, TV Servicing, Supplement I. RCA, Harrison, N. J. 1952.

Spannungsteiler für Tongeneratoren

Für Verstärkungsmessungen an Nf-Verstärkern werden Tonfrequenzspannungen bekannter Größe benötigt, um den Verstärkungsfaktor durch Division der gemessenen Ausgangsspannung durch die Eingangsspannung berechnen zu können. Es bedeutet eine wesentliche Arbeitserleichterung, wenn die vom Tongenerator abgegebene Nf-Spannung sogleich am Ausgangsspannungsteiler abgelesen werden kann.

In der Reparaturwerkstatt steht meist kein besonderer Tongenerator zur Verfügung; Tonfrequenz wird deshalb dem Hf-Prüfgenerator entnommen, wo sie zur Modulation der Hochfrequenz erzeugt wird. Bei einfacheren Prüfgeneratoren liegt diese Tonfrequenz mit einer bestimmten, unveränderlichen Spannung an einem Buchsenpaar. Hier bewährt sich ein *Nf-Spannungsteiler* nach dem beigegebenen *Bild*. Er hat den Vorteil, daß die Eingangsspannung mittels eines Meßgerätes jederzeit kontrolliert werden kann. Es können Tonfrequenzspannungen zwischen 0,1 mV und 1 V abgenommen werden.



Schaltung eines Spannungsteilers für Tonfrequenzgeneratoren

Bei dem Spannungsteiler handelt es sich um ein Widerstandsnetzwerk aus den Widerständen R 4 bis R 14, dem mit Hilfe des Schalters S an vier Punkten Tonfrequenzspannung zugeführt werden kann; dann liegt am Potentiometer R 14 entweder die ganze zugeführte Spannung oder der zehnte, hundertste oder der tausendste Teil je nach Stellung des Schalters. Von der anliegenden Tonfrequenzspannung können durch das Potentiometer R 14 beliebige Teile abgegriffen werden. Dadurch ergeben sich folgende Spannungsbereiche:

1. 0,1... 0,9 V,
2. 10 ...90 mV,
3. 1 ... 9 mV,
4. 0,1... 0,9 mV.

Voraussetzung ist, daß zwischen der Bezugsleitung und dem Arm des Schalters immer die Tonfrequenzspannung von 1 V herrscht. Zur Kontrolle dient das Meßwerk (0...1 mA) in Verbindung mit dem Kondensator C 1, der Germaniumdiode OA 50 und dem Widerstand R 3. Liegt am Eingang des Spannungsteilers eine Tonfrequenzspannung von 2 bis 5 V an, so kann sie durch den veränderlichen Widerstand R 1 derart einreguliert werden, daß zwischen den mit X und Y bezeichneten Punkten 1 V liegt.

Die Eichung des Meßgerätes kann mit Netzfrequenz erfolgen. Wenn am Eingang des Spannungsteilers die Spannung von 4 V/50 Hz liegt, die der Heizwicklung eines Netztransformators entnommen werden kann, wird R 1 so einreguliert, daß ein an die Punkte X und Y angeschlossenes Wechselspannungsvoltmeter 1 V anzeigt. Die Stellung, in der sich dann der Zeiger des eingebauten Meßwerks befindet, wird durch einen Farbstrich markiert. Durch Veränderung der Größe des Widerstandes R 3 hat man es in der Hand, diesen Punkt etwa in die Mitte der Skala zu legen. Es kommt nicht darauf an, daß ein Meßwerk für 0..1 mA verwendet wird. Da im Betrieb am Widerstand R 1 immer nur der Zeiger auf die bei der Eichung gefundene Marke eingestellt wird, ist hier ziemlich viel Spielraum gelassen; wichtig ist, jederzeit kontrollieren zu können, ob zwischen X und Y genau 1 V Tonfrequenzspannung herrscht.

Zur Unterteilung der einzelnen mit dem Schalter eingestellten Bereiche muß der Drehkreis des Potentiometers R 14 geeicht sein. Das kann mit einem Ohmmeter oder mit einem hochohmigen Wechselspannungsmesser entsprechender Empfindlichkeit geschehen. Mit dem Ohmmeter werden auf einer zehnteiligen Skala, auf der ein Zeiger am Knopf des Potentiometers spielt, diejenigen Punkte markiert, bei denen der Widerstand zwischen der Bezugsleitung und dem Schleifer 50, 100, 200, 300 und 400 Ω beträgt. Zwischenwerte können dann durch Teilung des Kreisbogens zwischen den Punkten ermittelt werden. Einfacher und genauer ist die Messung der jeweiligen Tonfrequenzspannung am Ausgang mit Hilfe eines Wechselspannungs-Röhrenvoltmeters.

Beim Aufbau des Spannungsteilers können gebräuchliche Widerstände mit einer Toleranz von 10 % verwendet werden. Dadurch treten am Ausgang Spannungsabweichungen von höchstens 5 % auf. Mit Widerständen kleinerer Toleranz erzielt man geringere Abweichungen. Beim Betrieb des Spannungsteilers ist zu beachten, daß der Eingangswiderstand des Verstärkers, dem die Tonfrequenzspannung zugeführt wird, nicht unter 10 000 Ω betragen darf; bei kleinerem Eingangswiderstand bricht die Spannung zusammen. Das ist besonders bei Verstärkern mit Eingangstransformator zu beachten. -dy

(Nach: Radio Electronica, Nr. 8, August 1955, Seite 403.)

FERNSEHTECHNIK

Der Fernseh-Empfänger
Schaltungstechnik, Funktion und Service
2. stark erweiterte Auflage

Von *Dr. Rudolf Goldammer*. 184 Seiten im Format DIN A 5 (148 × 210 mm) mit 275 Bildern und 5 Tabellen. Preis in Ganzleinen **14 DM.** Neuausgabe 1955.

Kleine Fernsehempfangs-Praxis
2. Auflage

Von *P. Marcus*. 192 Seiten mit 189 Bildern (über 300 Einzelbildern) und 2 Tabellen. Preis kart. **4.20 DM,** in Ganzl. **5.60 DM.** Band 52/54 der Radio-Praktiker-Bücherei.

Fernsehtechnik von A bis Z
2. Auflage

Von *Karl Ernst Wacker*. Band 55/56 der Radio-Praktiker-Bücherei. 128 Seiten mit 52 Bildern und 6 Tabellen. Preis kart. **2.80 DM.**

Fernseh-Bildfehler-Fibel
2. Auflage

Von *Otto Paul Herrnkind*. Band 51 der Radio-Praktiker-Bücherei. 64 Seiten mit 50 Bildern, davon 44 Fehlerbildern mit Erläuterungen. Preis kart. **1.40 DM.**

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

Verbesserungen an automatisch abstimmbaren Autoempfängern

Die nachstehend erläuterten Verbesserungen der Schaltung des Blaupunkt-Autosupers „Köln" beziehen sich auf verminderten Schaltungsaufwand, weitgehende Unabhängigkeit von Temperatur- und Feuchtigkeitseinflüssen und verbesserte Abschaltempfindlichkeit und Abschaltgenauigkeit.

Auswechseln der Skalenlampe eines Blaupunkt-Autoempfängers nach Lösen der Skala. Die Tastenknöpfe haben durch die Findermulde eine besonders griffige Form

In unserem ausführlichen Bericht über die Technik des Blaupunkt-Automatik-Autosupers „Köln" (FUNKSCHAU 1955, Heft 5, Seite 89) ist die Wirkungsweise eines solchen Empfängers mit automatischer Sendersuche dargestellt worden. Zum besseren Verständnis der nachfolgend beschriebenen Weiterentwicklungen wollen wir nochmals knapp die Wirkungsweise der Automatik zusammenfassen.

Ein magnetisch aufgezogenes Federwerk zieht die Permeabilitätsabstimmung des Empfängers innerhalb eines Zeitraumes von sieben Sekunden über den Empfangsbereich (AM und FM). Sobald ein Sender erreicht ist, der die vorher eingestellte Empfindlichkeitsgrenze feldstärkemäßig übersteigt, wird ein Stoppimpuls erzeugt, der eine mechanisch arbeitende Arretierungseinrichtung auslöst. Die Übertragung des elektrischen Impulses auf eine mechanische Tätigkeit bedingt eine Zeitverzögerung. Sie lag beim älteren Modell „Köln" in der Größenordnung von drei Millisekunden und äußerte sich in einer mittleren Fehlabstimmung auf Mittelwellen von ca. 600 Hz. Gewisse Schaltungsfeinheiten lösten allerdings den elektrischen Impuls schon kurz vor dem Erreichen der genauen Abstimmung aus und glichen die Fehlabstimmung ungefähr aus.

Von der Methode, wie man die Auslösespannung erzeugt, hängt also die Einstellgenauigkeit wesentlich ab. Das Prinzip überhaupt zeigt *Bild 1*: innerhalb der normalen Filterkurve wird kurz vor dem Erreichen der Kuppe (dies wegen der soeben erläuterten mechanisch bedingten Zeitverzögerung) mit einer schmalen Auslösespannung „durchgestoßen", so daß das Relais am Ausgang eines Gleichstromverstärkers anspricht. Wir verweisen hier nochmals auf den oben erwähnten Beitrag in Heft 5/1955 der FUNKSCHAU; das dort veröffentlichte Schaltbild (Bild 2) erläutert alles weitere.

Bild 2 stellt die vereinfachte Erzeugung des Auslöseimpulses dar. Er wird am Eingang des Gleichstromverstärkers durch die Summenbildung aus der normalen Filterkurve des letzten Zf-Kreises und einer Gegenspannung des Primärkreises dieses Filters erzeugt.

Der Gleichstromverstärker im „Köln" ist neuerdings mit der Doppeltriode ECC 85 an Stelle der ECC 81 bestückt. Die bisher seinem Eingang vorgeschalteten, in mancher Hinsicht empfindlichen Steilkreise für AM und FM sowie eine als Diode geschaltete Triode EC 92 kommen in Fortfall. Das erste Röhrensystem der ECC 85 arbeitet als Anodengleichrichter, also im unteren Knick der I_a/U_g-Kennlinie. Während des „Suchens", d. h. während des Durchlaufens der Abstimmung zwischen den Sendern, fließt in diesem Röhrensystem im Gegensatz zum zweiten Triodensystem der ECC 85 kein Strom. Der im zweiten System auftretende Anodenstrom hält während dieser Zeit den Anker des Relais fest. Letzterer stoppt beim Abfallen das mit der Abstimmung verbundene Flügelrad und damit die Abstimmung selbst.

Trifft jetzt auf das Gitter des Anodengleichrichters ECC 85 ein Impuls, der den Arbeitspunkt ins Positive verschiebt, so schaukelt sich der zweistufige Gleichstromverstärker auf und kippt; das zweite Triodensystem und das Relais werden stromlos, der Anker fällt ab, stoppt das Flügelrad, und das Abstimmaggregat hält unverzüglich an. Diese auslösenden Vorgänge sind in *Bild 3* skizziert. Offenbar hängt die restliche Fehlabstimmung von der Breite des Auslöseimpulses ab. Diese läßt sich mit dem Regelwiderstand R genau einstellen, indem die Gegenpannung dosiert wird.

In der ursprünglichen Ausführung des Automatik-Supers „Köln" sprach die Automatik nur auf mittlere und starke Sender an. Nun beurteilt aber ein Interessent die Leistungsfähigkeit eines Empfängers dieser Art zuerst nach der Anzahl der Sender, bei denen die Automatik anhält. So lauten jedenfalls die Markterfahrungen. Infolgedessen erhöhte Blaupunkt durch eine einfache Maßnahme die Ansprechempfindlichkeit derart, daß auch die schwächsten, gerade noch empfangswürdigen Sender automatisch abgestimmt werden können. Wie *Bild 4* erkennen läßt, wird dem Gleichstromverstärker während des Suchvorganges eine hohe positive Spannung entnommen und über einen Widerstand von 10 MΩ in die Regelspannungsleitung für die Hf-, Misch/Oszillator- und Zf-Röhren eingespeist. Die Gittervorspannung bzw. Regelspannung dieser Röhren ist nahezu Null, und die Verstärkung erreicht das Maximum. Sobald ein Sender gefunden ist, wird der Gleichstromverstärker spannungslos; die bisher + 40 Volt betragende Kompensationsspannung entfällt und die Verstärkerröhren erhalten wieder ihre normale Gittervorspannung. Damit sind die für den Empfang nötigen normalen Verhältnisse wieder hergestellt.

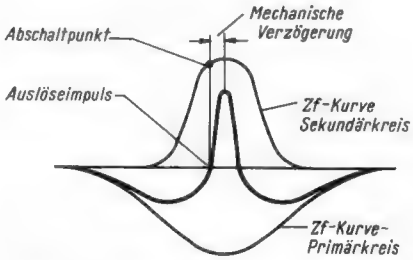


Bild 1. Erzeugung des Auslöseimpulses

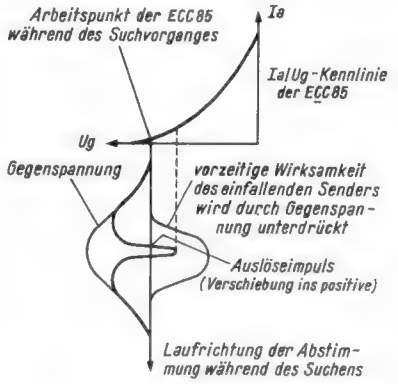


Bild 3. Einleitung des Haltvorganges am Eingang des Gleichstromverstärkers mit ECC 85

Im Nachgang zu unserem Sammelbericht „Neue und verbesserte Autoempfänger" in FUNKSCHAU 1956, Heft 7, Seite 253 bis 255, der bereits Bilder und Hinweise auf die Blaupunkt-Autoempfänger für Omnibusse, Mikrofonvorverstärker und Kurzwellen-Vorsatzgeräte enthielt, sollen noch einige Angaben folgen. Die Klemmsicherheit für die Segmente der Drucktasten-Automatik (Omnimat) konnte erhöht werden; damit bleibt der Verschleiß der Mechanik gering. Der Servicemann wird den jetzt möglichen Wechsel der Skalenlampen ohne Geräteausbau dankbar begrüßen. Nach Entfernen der Skala (von vorn) läßt sich die Fassung mit Lämpchen herausziehen (siehe Bild oben).

Die sechs Grundtypen der Blaupunkt-Empfänger für Kraftwagen besitzen gleiche Gehäuseabmessungen, so daß der Einbau wesentlich erleichtert ist. Sie passen in mehr als vierzig (!) europäische und amerikanische Wagenmodelle; dafür stehen Einbauanweisungen und alle Einbau-Kleinteile in bunten, sorgfältig beschrifteten Tüten übersichtlich geordnet zur Verfügung.

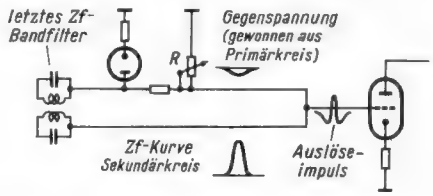


Bild 2. Vereinfachte Schaltung zur Erzeugung des Auslöseimpulses

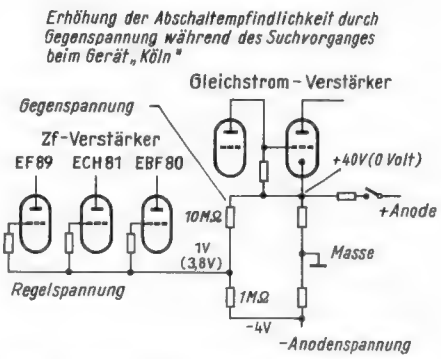


Bild 4. Erhöhung der Empfindlichkeit (Abschalteempfindlichkeit) durch Gegenspannung während des Suchvorganges

Thermoschalter als Hilfsmittel für den Funktechniker

Es gibt zahlreiche Fälle in der Funktechnik, in denen ein Stromkreis mit einer gewissen Verzögerung eingeschaltet werden muß. Wenn es sich dabei um Verzögerungszeiten von wenigen Sekunden handelt, die mit einer bestimmten Genauigkeit eingehalten werden müssen, benutzt man kleine Schütze oder motorisch angetriebene Zeitschalter. Häufig genügen aber Genauigkeiten der Verzögerungszeit von ± 20 %, wobei die Zeit selbst zwischen 2 und 5 Minuten liegen kann. Das ist z. B. bei Kurzwellensendern, Industriegeneratoren, Großverstärkern und ähnlichen Geräten der Fall, in denen Gleichrichterröhren erst dann eingeschaltet werden dürfen, wenn sie selbst und die übrigen Röhren bereits durchgeheizt sind. Hier bewährt sich am besten ein einfacher Thermoschalter.

Beim Einschalten des Stromes wird ein Bimetallstreifen elektrisch angewärmt, der sich nach einiger Zeit durchbiegt und einen Kontakt betätigt. Leider ist bei einfachen Ausführungen die Kontaktabgabe anfangs labil, so daß Funkenbildung auftritt.

Eine neue Ausführung, der Thermoschalter TS 2 von Brown Boveri & Cie vermeidet diesen Nachteil. Die vom Bimetallstreifen bewegte Schaltfeder F (*Bild 1*) arbeitet

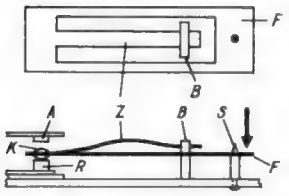


Bild 1. Prinzip der Schaltfeder

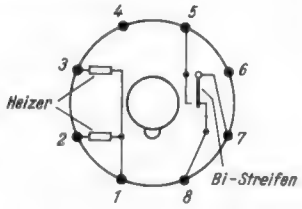


Bild 2. Sockelschaltung des Thermoschalters TS 2

Technische Daten des Thermoschalters TS 2

Heizung	110 V/220 V/3,5 W
Schaltleistung . . .	240 V~/3 A oder 50 V=/3 A
Ansprechzeit . .	2...5 min einstellbar

wie ein Schnappschalter. Ihr rechtes Ende ist auf der Spitze S gelagert und aus der Feder ist die Zunge Z herausgestanzt, die in den Bügel B eingehängt ist. Ein am (nicht mitgezeichneten) Bimetallstreifen sitzender Stift muß in der Richtung des Pfeiles einen merklichen Druck ausüben, damit das Kontaktende K der Feder vom Ruhekontakt R zum Arbeitskontakt A hinüberspringt. Ein Flattern von F im halbdurchgewärmten Zustand des Bimetallstreifens ist also nicht zu befürchten, vielmehr erfolgt ein sicheres, schnelles Schalten, wobei die Kontakte mit maximal 3 A bei 240 V Wechsel- oder 50 V Gleichspannung belastet werden dürfen.

Bild 2 zeigt die Schaltung des Thermoschalters, der auf einem amerikanischen Oktal-Röhrensockel befestigt ist und der zusammen mit der übergeschobenen Abdeckhaube einer Stahlröhre weitgehend ähnelt. An den Steckerstiften 1 bis 3 liegen die Anschlüsse von zwei hintereinander geschalteten Heizwiderständen für je 110 V. Sie werden entsprechend der Netzspannung in Reihen- oder Parallelschaltung benutzt. Die Kontakte 5, 7 und 8 ermöglichen es, den Schalter entweder mit Ruhe- oder mit Arbeitskontakt zu verwenden.

Im einfachsten Fall bleiben die Heizwiderstände während der Betriebsdauer des zu schaltenden Stromkreises unter Spannung, und man benutzt die im Thermoschalter vorhandenen Kontakte zum Steuern des Laststromkreises. Günstiger verhält sich die Schaltung nach *Bild 3*, die ein Hilfsrelais H enthält. Nach Umlegen des Hauptschalters S wird der bei A angeschlossene Transformator für die Röhrenheizung eingeschaltet. Gleichzeitig erhalten die Heizwiderstände des Bimetall-Streifens über den Ruhekontakt h 1 des Hilfsrelais H Strom. Sobald der Thermoschalter anspricht, schließt H die Kontakte h 2 und h 3, wodurch bei B der Anodenspannungstransformator eingeschaltet wird und das Gerät – z. B. ein Sender – betriebsbereit ist. Im selben Augenblick öffnet sich aber der Ruhekontakt h 1 und schaltet den Bimetall-Heizer ab. Da der Arbeitskontakt h 1 gleichzeitig geschlossen wurde, hält sich H von selbst. Es fällt erst wieder ab, wenn man S öffnet oder wenn das Netz ausfällt. Kommt die Netzspannung nach einem Ausfall von selbst wieder, ohne daß S inzwischen von Hand geöffnet wurde, so kann ebenfalls kein Unheil passieren. An B gelangt nämlich erst dann wieder Spannung, wenn sich der Bimetall-Heizer entsprechend erwärmt hat.

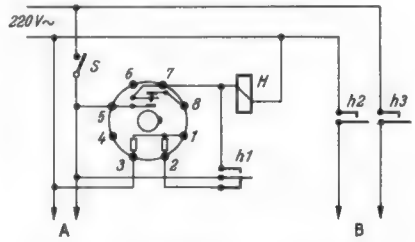


Bild 3. Thermoschalter mit Hilfsrelais H

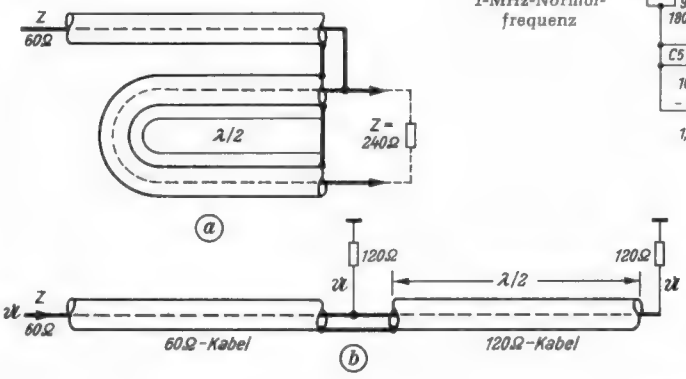
Schon aus diesem einen Beispiel läßt sich ersehen, daß Thermoschalter dem Funktechniker manche Bedienungssorgen abnehmen können. Kühne

UKW-Symmetrierglied für 60/240Ω

In der FUNKSCHAU Heft 6, S. 225 wurde unter dem Titel „Anpaßmessungen im UKW-Bereich" als Symmetrierglied eine λ/2-Umwegleitung beschrieben. Hierzu muß nachträglich noch erwähnt werden, daß die eigentliche λ/2 lange Umwegleitung aus einem Kabelstück mit dem Wellenwiderstand Z = 120 Ω bestehen muß, wenn die Anpassung an 240 Ω gegeben sein soll. Dies wird sofort verständlich, wenn man sich die Anpaßverhältnisse von der 60-Ω-Seite her vor Augen führt. Betrachten wir einmal das untenstehende *Bild*.

Der symmetrische 240-Ω-Abschlußwiderstand kann in zwei Widerstände zu je 120 Ω aufgeteilt werden, mit denen die Umwegleitung am Anfang und am Ende belastet wird. Hat die Umwegleitung selbst einen Wellenwiderstand von 120 Ω, so ist dieses Stück Kabel richtig abgeschlossen. Am Verbindungspunkt beider Kabel liegt nun ein 120-Ω-Kabelstück, das am Ende richtig abgeschlossen ist. Dadurch erscheint der 120-Ω-Abschluß am Anfang des 120-Ω-Kabelstückes und am Verbindungsstück liegen 2 × 120 Ω parallel, also 60 Ω. Damit ist auch das 60-Ω-Kabel richtig abgeschlossen.

Da das 120-Ω-Kabelstück als praktisch verlustfrei angenommen werden kann, muß an den Widerständen 2 × 120 Ω die gleiche Leistung stehen, wie am Eingang des Symmetriergliedes. An jedem 120-Ω-Widerstand liegt die Spannung $\underline{U}$ aber in der Phase um 180° gedreht. Also nimmt man an der Serienschaltung beider Widerstände die Spannung 2 · $\underline{U}$ symmetrisch gegen Masse ab. Damit bleibt die Leistung, da sich der Widerstand vervierfacht hat, konstant. U. Sandvoss



Links: UKW-Symmetrierglied; a = Schaltung der τ/4-Umwegleitung, b = Anpaßverhältnisse dieser Symmetriereinrichtung

Standardfrequenz-Generator mit Transistor

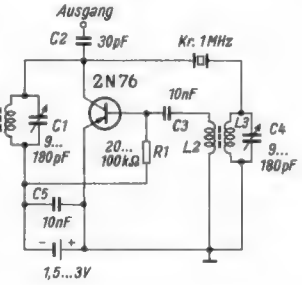
Bei Experimenten, in Laboratorien und beim Empfang kurzer Wellen werden Eichfrequenzen benötigt, die üblicherweise einem Kristallgenerator, einem sogenannten Standardfrequenz-Generator, entnommen werden. In geeigneter Schaltung bringt ein Kristalloszillator nicht nur die Grundfrequenz des Kristalls hervor, sondern auch zahlreiche Oberwellen, die einander im Abstand der Grundfrequenz des Kristalls folgen.

Es hat sich als zweckmäßig herausgestellt, einen solchen Standardfrequenz-Generator nicht mit einer Röhre, sondern mit einem Transistor zu bauen, weil dadurch praktisch keine Zeit zwischen Einschalten und Betriebsbereitschaft vergeht, wie sie beim Röhrengenerator regelmäßig durch das Anheizen der Röhre in Erscheinung tritt.

Nach dem untenstehenden *Schaltbild* liegen zwei auf die Grundfrequenz von 1 MHz des Kristalls abgestimmte Kreise (L 1 und C 1, L 3 und C 4) am Kollektor des Transistors, wobei der Weg zum zweitgenannten Kreis über den Kristall führt. In Verbindung mit der Spule L 2 ist das der Rückkopplungsweg. Die Größe des Basiswiderstandes R 1 richtet sich nach der benutzten Betriebsspannung; bei 3 V soll sein Widerstand 20 kΩ betragen. Die Spule L 2 umfaßt sieben Windungen. Zum Abgleich des Generators wird ein Milliamperemeter (0...10 mA) mit der Batterie in Reihe geschaltet. Dann werden die Kondensatoren C 1 und C 4 sowie die Kerne der Spulen L 1 und L 3 derart eingestellt, daß sich geringste Stromaufnahme des Generators ergibt. -dy

(K. M. Klemm: Crystal Calibrator. Radio-Electronics, 1956, Februar, Seite 122)

Transistor-Schwingschaltung zur Erzeugung einer 1-MHz-Normalfrequenz



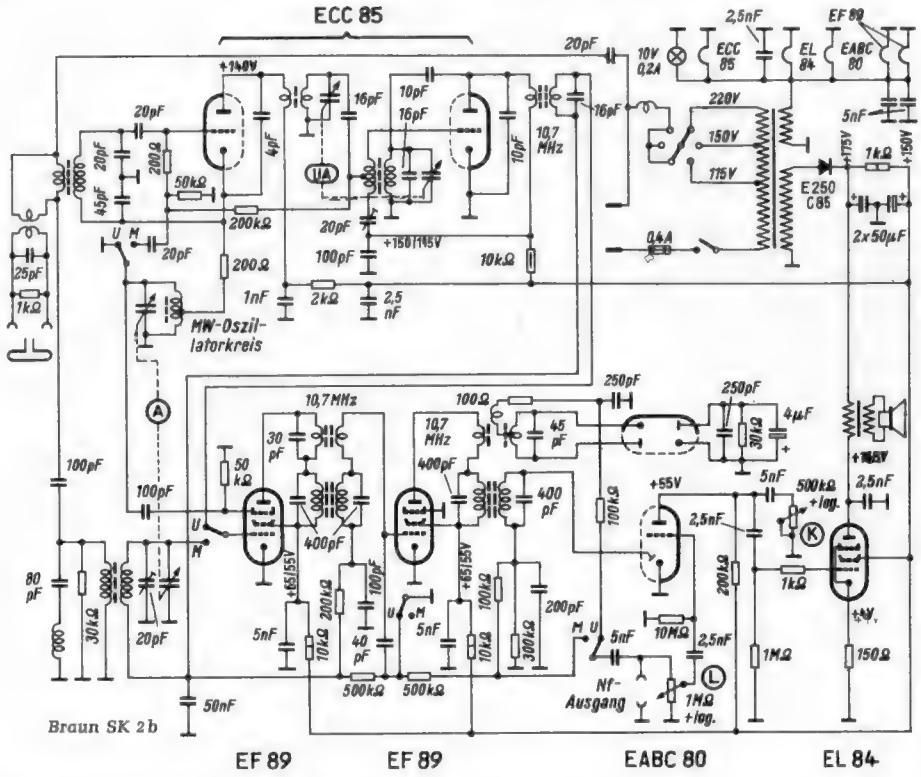
Zweitempfänger

Braun SK 2 b (obere Schaltung)

Der Empfänger arbeitet mit der Doppeltriode ECC 85 im UKW-Eingangsteil und einer der dafür üblichen Schaltungen mit Vorstufe in Gitterbasisschaltung und selbstschwingender Mischtriode. Die Katode der Vorstufenröhre wird durch den 200-Ω-Katodenwiderstand und die MW-Oszillatorspule hochgelegt. Die Zwischenfrequenz-Rückkopplung zur Entdämpfung des Innenwiderstandes der Mischröhre führt vom Fußpunkt des ersten Zf-Kreises zu dem 100-pF-Kondensator im Gitterkreis.

Der darauf folgende Zf-Verstärker mit zwei Pentoden EF 89 ist für FM-Empfang optimal ausgelegt. Die sonst übliche Verstärkung im Hexodensystem einer ECH 81 ergibt gegenüber dieser Lösung eine etwas geringere Verstärkung. Demodulatorteil und Nf-Teil sind mit den Röhren EABC 80 und EL 84 bestückt. Der Röhrensatz für UKW-Empfang entspricht damit nicht nur der Standard-Bestückung eines Mittelklassensupers mit 6/9 Kreisen, sondern infolge Verwendung der EF 89 anstelle der ECH 81 ist der UKW-Empfang theoretisch sogar besser!

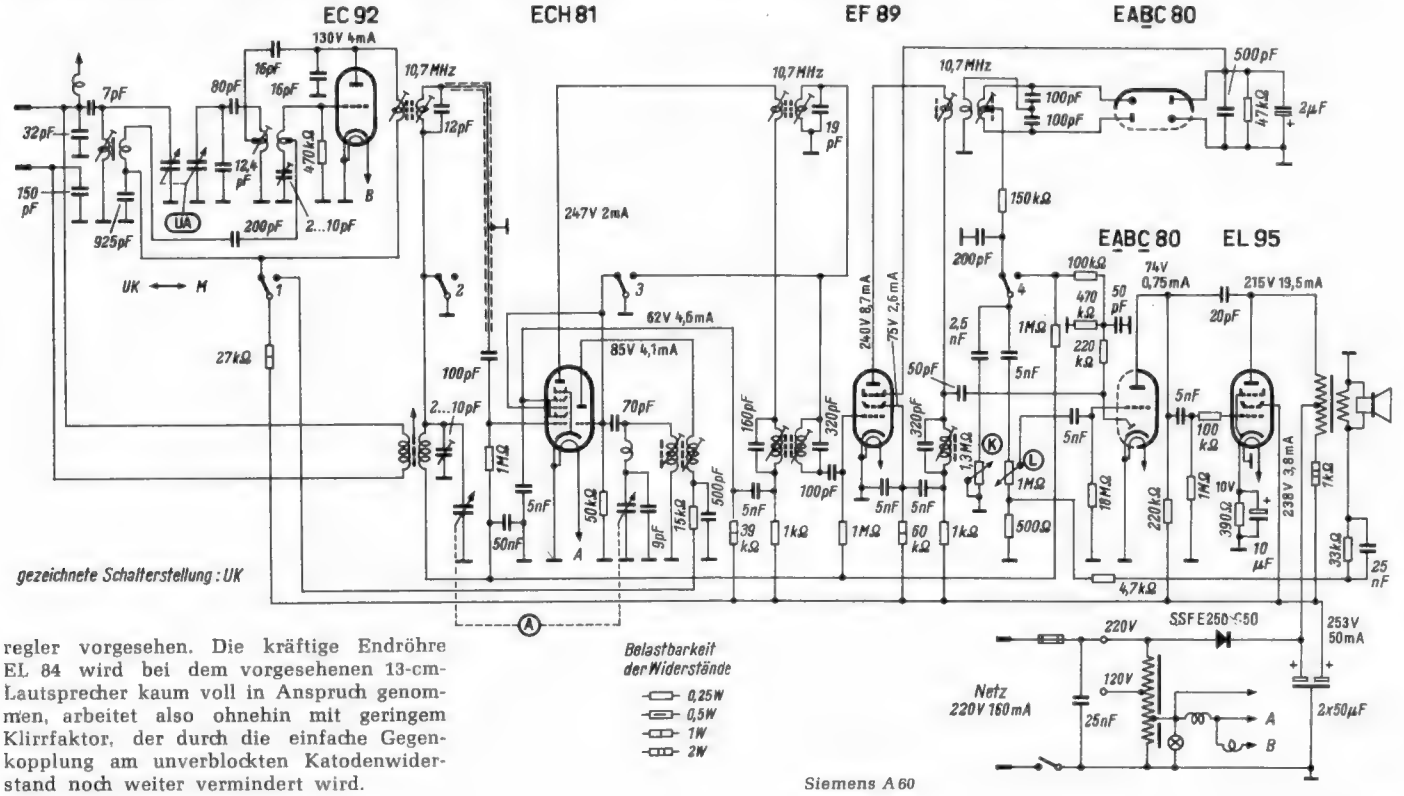
Zur Umschaltung auf den MW-Bereich genügen drei einfache Wechselkontakte. Das Gitter der ersten Röhre EF 89 wird auf den induktiv mit der Antenne gekoppelten Gitterkreis umgeschaltet, und der Scheitel des Oszillatorkreises wird an das Gitter des ersten Triodensystems gelegt, das nun als AM-Oszillator dient. Als Antenne für beide Bereiche wird das Lichtnetz oder ein außen angeschlossener Dipol benutzt. Die Oszillatorspannung liegt am dritten Gitter der EF 89. Gemischt wird multiplikativ; dabei ist wichtig, daß die Pentode auch in dieser Verwendung als multiplikative Mischröhre voll geregelt werden kann. Sie erhält die Regelspannung aus der AM-Diode der EABC 80. Im Nf-Teil ist ein einfacher Klangregler vorgesehen. Die kräftige Endröhre EL 84 wird bei dem vorgesehenen 13-cm-Lautsprecher kaum voll in Anspruch genommen, arbeitet also ohnehin mit geringem Klirrfaktor, der durch die einfache Gegenkopplung am unverblockten Katodenwiderstand noch weiter vermindert wird.



Siemens A 60 (untere Schaltung)

Während die vorher besprochene Schaltung vom FM-Bereich her entwickelt wurde, kann man etwa sagen, daß bei der Schaltung des Siemens-Empfängers vom AM-Teil ausgegangen wurde. Wir finden die AM-Misch- und Oszillatorröhre ECH 81, eine Zf-Pentode EF 89 und im Nf-Teil eine Triode der EABC 80 sowie die neue Lautsprecherröhre EL 95, deren Leistung für ein Gerät mit diesem Bestimmungszweck vollkommen ausreicht. Man erkennt die Röhren- und die Stufenfolge des klassischen Sechskreis-AM-Superhets mit induktiver Antennenkopplung, induktiv rückgekoppeltem Oszillator und zwei geregelten Röhren.

Für den UKW-Empfang wird nun die Triode EC 92 als selbstschwingende Eingangs- und Mischröhre davorgesetzt, und die beiden FM-Dioden der EABC 80 bilden den Ratiodetektor, von dem aus das dritte Gitter der Zf-Röhre EF 89 eine Regelspannung zur Verbesserung der Begrenzerwirkung erhält. Im Nf-Teil führt eine tiefenbetonende Gegenkopplung vom Ausgangsübertrager zum Fußpunkt des Lautstärkereglers.



Dr.-Ing. F. Bergtold: *Für den jungen Funktechniker*

12. Elektrische Streufelder

Begriff des Streufeldes

Elektrische Felder, wie sie im Innern aufgeladener Kondensatoren bestehen oder sich zwischen den Elektroden einer Röhre ausbilden, sind gewollt. Sie entstehen in den Räumen, in denen sie wirken sollen.

Es gibt aber auch elektrische Felder, die sich nicht auf den Raum beschränken, der ihnen gewissermaßen zugewiesen ist. Felder solcher Art bezeichnet man oft als Streufelder. Damit will man andeuten, daß sie in den Raum hinausstreuen und dort auftreten, wo sie zumindest nicht beabsichtigt sind.

Das elektrische Feld einer Leitung

Eine Leitung, die z. B. gegen das Chassis eines Gerätes eine Spannung aufweist, ist von einem zu dieser Spannung gehörenden elektrischen Feld eingehüllt. Das Feld erstreckt sich unter Umständen über die nächste Umgebung der Leitung weit hinaus. *Bild 1* zeigt hierzu ein Beispiel. Wir sehen in ihm – durch Feldlinien angedeutet – das elektrische Feld zwischen einer Leitung mit

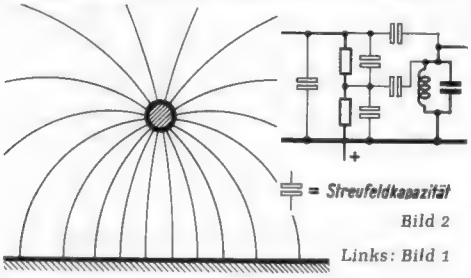


Bild 2

Links: Bild 1

Kreisquerschnitt und einem Chassis. Die Leitung hat gegen das Chassis eine elektrische Spannung. Das daraus folgende elektrische Feld strebt in der nächsten Umgebung des Leiters ungefähr radial nach allen Richtungen auseinander und mündet senkrecht auf der Chassis-Oberfläche. Die größte Felddichte herrscht in unmittelbarer Umgebung des Drahtes und zwar, wenn man es ganz genau nimmt, auf der dem Chassis zugekehrten Seite. Nahe der Oberfläche des Chassis nimmt die Felddichte – von der der Leitung unmittelbar gegenüberliegenden Stelle aus – erst nur ganz allmählich und dann immer stärker ab.

Nicht alle der an der Oberfläche der Leitung entspringenden Feldlinien brauchen auf dem Chassis zu münden. Im allgemeinen erstreckt sich ein Teil davon nach anderen Leitungen oder nach irgendwelchen Bauelementen. Das kann kapazitive Beeinflussungen bedeuten.

Jedem elektrischen Feld, das zwischen zwei spannungsführenden Leitungen oder Teilen besteht, ist eine Kapazität zugeordnet. Demgemäß gehören allen Teilfeldern einzelne Kapazitäten an.

Ein Gewirr von Kapazitäten

In einem Gerät, in dem mehrere Leitungen und Einzelteile Spannungen gegeneinander und gegen das Chassis aufweisen, sind in dem zuvor erwähnten Sinn zahlreiche Kapazitäten wirksam. Ein Teil dieser Kapazitäten liegt zwischen den Leitungen und Einzelteilen einerseits sowie dem Chassis anderseits. Kapazitäten solcher Art sind vom Standpunkt gegenseitiger Beeinflussungen belanglos. Andere Kapazitäten aber ergeben sich zwischen Einzelteilen und Leitungen. Diese Kapazitäten können gelegentlich recht unerwünschte (kapazitive) Kopplungen zur Folge haben. In *Bild 2* sind einzelne Streufeld-Kapazitäten durch Kondensatoren dargestellt. Jeder Kondensator entspricht einem Streu-Teilfeld.

Ob nun ein solches Teilfeld störende Beeinflussungen bewirken kann oder nicht, hängt außer von dem hier in Frage kommenden Teil-Streufeld selbst zunächst einmal davon ab, ob eine von einem solchen Streufeld allenfalls bewirkte Spannung stört oder nicht. Nehmen wir an, die Spannung würde stören, so kommt es darauf an, in welcher Höhe diese Spannung auftritt. Das aber wird einerseits durch die koppelnde Kapazität und anderseits durch den Leitwert bestimmt, der für die vom Streufeld herrührende Spannung gilt.

Bild 3 veranschaulicht dafür ein Beispiel. Wir sehen dort eine Leitung, zu der im wesentlichen zwei Streufeldteile gehören. Beide Streufeldteile sind in Bild 3 durch Kondensatoren dargestellt. Der eine „Streufeldkondensator" liegt zwischen der Leitung und dem Chassis des Gerätes. Der andere „Streufeldkondensator", dessen Kapazität meist viel geringer ist, verbindet die Leitung mit einer zweiten Leitung – z. B. der Gitterleitung einer Röhre. Die Gitterleitung hat ihrerseits eine Kapazität gegen das Chassis. Außerdem steht sie über die Eingangskapazität der Röhre, über eine gewisse zusätzliche Schaltungskapazität, über den Gitterkondensator und den damit in Reihe liegenden Leitwert sowie über den Gitterwiderstand mit dem Chassis in Verbindung. Indem wir alle zwischen Gitterleitung und Masse (Chassis) wirksamen Kapazitäten in einem Kondensator zusammenfassen und die beiden Streufeldteile wieder durch Kondensatoren darstellen, erhalten wir – unter der Annahme, daß die Spule für die Frequenz des Streufeldes einen Kurzschluß darstellen möge – *Bild 4*.

Nun wollen wir anhand dieses Bildes ein Zahlenbeispiel – zunächst für Hf – durchrechnen. Hierzu setzen wir voraus, die Kapazität zwischen beeinflussender Leitung und Gitterleitung betrage 0,05 pF und die Kapazität dieser Leitung (einschließlich der zugehörigen Kapazitäten gegen Masse) sei mit 20 pF gegeben. Dazu ergibt sich für eine zwischen beeinflussender Leitung und Chassis ein Teilungsverhältnis von 400 : 1 (umgekehrtes Kapazitätsverhältnis).

Hat also die beeinflussende Leitung gegen das Chassis eine Spannung von 4 mV, so tritt in unserem Fall eine Störspannung von rund 10 µV auf. Diese Spannung wird am Gitter der Röhre wirksam. Sie steuert so die Röhre zusätzlich.

Hierbei haben wir den Gitterwiderstand außer acht gelassen. Wir setzen Hf voraus. Dafür liegt sein Wert wesentlich höher als der des kapazitiven Widerstandes zwischen Gitterleitung und Chassis.

Für Niederfrequenz – z. B. für Netzfrequenz – träfe dies nicht zu. Hierfür ist der Gitterwiderstand von Einfluß. Wir wollen auch dazu ein Zahlenbeispiel nachrechnen:

Die Kapazität zwischen störender Leitung und Gitterleitung betrage 0,1 pF. Es handle sich bei der störenden Leitung um eine Spannung von 10 V, 50 Hz gegen Masse. Zu den 0,1 pF und den 50 Hz gehört ein kapazitiver Widerstand von $1/(2\pi \cdot f \cdot C)$, worin die Frequenz in Hertz und die Kapazität in Farad einzusetzen ist. Nun ist

$$0{,}1\ \text{pF} = 0{,}1 \cdot 10^{-12}\ \text{F} = 10^{-13}\ \text{F}$$

und

$$2\pi = 6{,}28 \text{ und damit hier } 2\pi f = 314.$$

Rechnen wir den Widerstand in Megohm (1 Megohm = 10^6 Ohm), so gilt statt 10^{-13} nur 10^{-7}. Das gibt in unserem Fall:

$$\text{Widerstand in Megohm} = 1/(10^{-7} \cdot 314)$$

$$\frac{10^7}{314} = \frac{10^5}{3{,}14} \approx 30\,000.$$

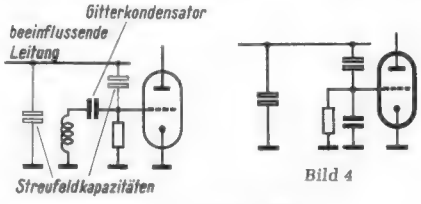


Bild 4

Links: Bild 3

Der Wert des kapazitiven Widerstandes von 0,1 pF beträgt also bei 50 Hz rund 30 000 Megohm.

Der Gitterwiderstand habe einen Wert von 1 Megohm. Bei dem hier sehr großen Widerstands-Verhältnis (30 000 : 1) brauchen wir uns um die Phasenverschiebung nicht mehr zu kümmern. Die Spannung von 10 V wird genügend genau genug in diesem Verhältnis aufgeteilt. Das gibt an der Gitterleitung eine Spannung von 10 V : 30 000 oder von 10 000 000 µV : 30 000 ≈ 300 µV. Diese Spannung ist zwar recht klein, kann aber unter Umständen doch noch empfindlich stören.

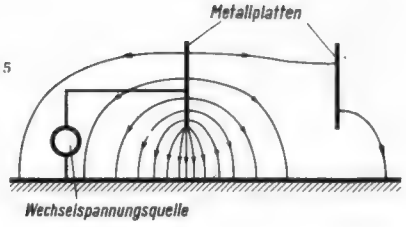


Bild 5

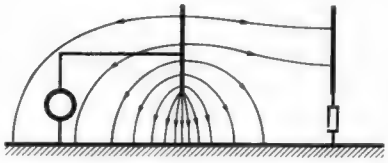


Bild 6

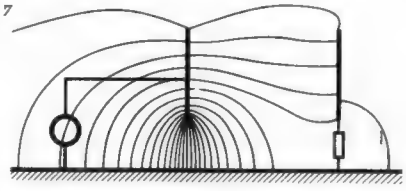


Bild 7

Zurück zu den Streufeldern selbst

Wenn man auch Einflüsse elektrischer Streufelder mit Hilfe von Kapazitäten abschätzen bzw. nachrechnen kann, ist es doch nützlich, sich den Verlauf solcher elektrischer Streufelder unmittelbar zu betrachten. Das soll anhand einer Anordnung geschehen, wie sie in *Bild 5* dargestellt ist.

Dieses Bild zeigt links eine Wechselspannungsquelle. Deren einer Pol ist geerdet. Ihr anderer Pol ist mit einer im übrigen isolierten, leitenden Platte verbunden. In einiger Entfernung steht dieser Platte eine zweite leitende Platte gegenüber. Außer der Anordnung selbst ist in Bild 5 – durch Feldlinien – das elektrische Feld veranschaulicht, das sich auf Grund der Wechselspannung ausbildet. Die eingetragenen Pfeile gelten für einen bestimmten Augenblick. Das Feld schließt den Wechselstromkreis zwischen der angeschlossenen leitenden Platte und der geerdeten, ebenfalls leitenden Fläche. An ihr liegt der andere Pol der Wechselspannungsquelle. Die größte Felddichte herrscht an dem der leitenden Fläche zugeordneten Ende der Platte. Unmittelbar über der geerdeten Fläche ist die Felddichte an der dem unteren Ende der angeschlossenen Platte gegenüberliegenden Stelle am größten.

Die zweite Platte bietet einem kleinen Teil des elektrischen Feldes einen gewissen Weg nach der geerdeten Fläche. Der sich über die zweite Platte schließende Anteil des Feldes ist jedoch nur gering. Das Feld macht nämlich über die zweite Platte nur insoweit einen Umweg, als dadurch die Feldlinienlänge (außerhalb dieser Platte) nicht vergrößert wird. Insgesamt nimmt das elektrische Feld infolge der Anwesenheit der zweiten Platte etwas zu. Die Zunahme spielt im vorliegenden Fall eine derart kleine Rolle, daß sie bei den wenigen eingezeichneten Feldlinien noch lange nicht zum Ausdruck kommt.

In *Bild 6* ist zwischen der zweiten leitenden Platte und der geerdeten Fläche (z. B. dem Chassis) ein Widerstand eingeschaltet. Dessen Wert sei weit kleiner als der des kapazitiven Widerstandes zwischen dieser Platte und dem Chassis. Dadurch schließt sich nun über die zweite Platte ein größerer Teil des gesamten elektrischen Feldes als zuvor. Wegen des relativ kleinen Widerstandes fällt die Spannung zwischen zweiter Platte und Chassis hier gering aus. So steht in der von uns gewählten Darstellung für das zwischen zweiter Platte und Chassis noch übrigbleibende Teilfeld keine Feldlinie mehr zur Verfügung.

Nun werde die Frequenz unserer Wechselspannungsquelle gegen Bild 6 auf das Doppelte erhöht. Damit vermindern sich die Werte der kapazitiven Widerstände auf die Hälfte. Dies ist in *Bild 7* durch die (gegen Bild 6) verdoppelte Zahl der Feldlinien ausgedrückt. Auch der der zweiten Platte vorgeschaltete kapazitive Widerstand ist mit der Frequenzverdopplung auf die Hälfte gesunken. Damit erhöht sich die Spannung der zweiten Platte gegen das Chassis, womit sich nun auch ein Teilfeld von hier nach dem Chassis schließt.

Vorschläge für die WERKSTATTPRAXIS

Achtung, Isolationsfehler!

Ein UKW-Empfänger kam mit der Beanstandung in die Werkstatt, daß das Gerät auf allen Wellenbereichen und in Tonabnehmer-Stellung zeitweise stören würde. Beim mehrtägigem Dauerbetrieb ergab sich folgendes: In unregelmäßigen Abständen trat ein brodelndes und kochendes Geräusch wechselnder Intensität auf, das demjenigen defekter Endröhren, wie UCL 11, EBL 1 und dgl. ähnelte. Die Störung war zeitweise so schwach, daß sie nur in Tonabnehmer-Stellung, bei voll aufgedrehtem Lautstärkeregler und ohne Tonfrequenzsignal festgestellt werden konnte. Zeitweise war sie aber auch so stark, daß sie sich bei der Wiedergabe leiserer Schallplattenstellen und beim Empfang schwacher und mittlerer Stationen störend bemerkbar machte; dagegen trat sie beim Empfang des Ortssenders oder bei der Wiedergabe „lauter" Schallplattenstellen nicht in Erscheinung. Nach diesen Feststellungen mußte die Störspannung in dem Teil der Schaltung entstehen, die vor dem Lautstärkeregler liegt und die bei „Tonabnehmer" in Funktion bleibt. Als Ursache wurde schließlich ein Isolationsfehler des Wellenschalters ermittelt.

Diese Tatsache war für den Praktiker in Anbetracht der soliden Konstruktion des verwendeten Nockenwellenschalters zumindest überraschend. Das Isoliermaterial zeigte sich aber als hygroskopisch und damit bei höherer Luftfeuchtigkeit als leitend. Zum Beispiel ergab die Messung mit dem Röhrenvoltmeter bei 20 MΩ Eingangswiderstand, daß von dem die Schirmgitterspannung der Zf-Röhre schaltenden Kontakt auf den daneben liegenden Tonabnehmerkontakt eine positive Spannung gelangte, die sich zwischen 0 und 5 Volt teils sprunghaft, teils allmählich in ihrem Wert änderte. Der Isolationswiderstand war also nicht konstant; im anderen Falle wäre die Funktion des Gerätes nicht gestört gewesen, selbst wenn der Tonabnehmerkontakt eine weit höhere konstante Gleichspannung als 5 Volt erhalten hätte. Der Lautstärkeregler und der davor liegende Siebwiderstand bildeten den „Arbeitswiderstand", und je nach Stellung des Potentiometers wurde ein verschieden großer Teil dieser Störspannung abgegriffen und durch die Verstärkung in der Nf- und Endstufe hörbar gemacht.

Eine Anfrage bei der Kundendienststelle ergab, daß zur Beseitigung dieses Mangels ein generelles Auswechseln sämtlicher Kontaktplatten empfohlen wird. Da dies mit erheblichen Material- und Lohnkosten verbunden gewessen wäre, wurde davon Abstand genommen und stattdessen, da der Kunde ohnehin keinen Plattenspieler besaß, lediglich der Anschluß am Tonabnehmerkontakt entfernt. Das Gerät arbeitete nun einwandfrei.

Durch den oben geschilderten Fehler auf die Unzuverlässigkeit verschiedener Isolierstoffe aufmerksam geworden, wurden in der Werkstatt verschiedene Geräte auf ähnliche Isolationsfehler hin überprüft. Dabei stellte sich heraus, daß z. B. Topffassungen, die aus dem gleichen Isoliermaterial wie der fragliche Wellenschalter gefertigt waren, in vielen Fällen einen ähnlichen geringen Isolationswiderstand besaßen und dadurch freie Federn der Röhrenfassung eine Spannung aufwiesen. Es ist daher bei solchen Fassungen nicht zu empfehlen, freie Anschlüsse als Stützpunkte zu verwenden, schon gar nicht für Gitter-Nf- und Regelspannungsleitungen.

Werner Pechmann

Pfeifen durch tauben Niedervolt-Elektrolytkondensator

In vielen Rundfunk-Geräten findet sich zur Einzelteile-Einsparung eine Schaltung, die die Gittervorspannung der Nf-Vorröhre dadurch erzeugt, daß sie den in der Katodenleitung der Nf-Endröhre liegenden Gittervorspannungswiderstand anzapft.

Zur Vermeidung von Stromgegenkopplung bei der Endstufe ist dieser Widerstand mit einem Niedervolt-Elektrolytkondensator überbrückt. Dieser Kondensator hat gleichzeitig eine sehr unerwünschte, positive Rückkopplung der Endstufe auf die Vorstufe zu verhindern, indem er die Wechselspannungskomponente am Widerstand kurzschließt.

Wird dieser Niedervolt-Elektrolytkondensator im Laufe der Zeit taub, d. h. verkleinert sich seine wirksame Kapazität, so kann er die angedeutete positive Rückkopplung auf die Vorstufe nicht mehr verhindern; der Nf-Teil schwingt, was sich in einem sehr unangenehmen, lauten Pfeifen im Lautsprecher äußert.

Oft zeigt sich der Fehler auch nur für kurze Zeit nach dem Einschalten des Gerätes; nach wenigen Sekunden verschwindet dann das Pfeifen. Während dieser Zeit hat sich der Kondensator nachformiert (siehe auch Funktechnische Arbeitsblätter Ko 21).

Der von vielen Praktikern zur überschlägigen Prüfung der Hochvolt-Elektrolytkondensatoren im Netzteil benutzte Prüfblock großer Kapazität ist demnach auch hier ein wirksames Mittel zur Fehlereinkreisung. Verschwindet das Pfeifen beim Parallelschalten des Prüfblocks, so weiß man, daß der Elektrolytkondensator durch einen einwandfreien ersetzt werden muß.

Harald Schulze

Fernseh-Service

Austastlücke in Bildmitte

Bei einem Fernsehempfänger älterer Bauart wurde bemängelt, daß während der Sendung vielfach ein schwarzer senkrechter Balken auftrat, der durch Betätigen des Zeilenfrequenzreglers nicht zum Verschwinden gebracht werden konnte.

Die Untersuchung bestätigte die Aussage des Kunden (*Bild 1*). Dabei war die Zeile schlecht zu synchronisieren, es ergab sich eine weiche Einstellung, als ob der Regler über ein Gummiband betätigt würde. Das Bild schaukelte dabei in Zeilenrichtung zunächst etwas hin und her, bevor es in der richtigen Lage einrastete. Dabei kam es vor, daß die Zeile fest stand, obwohl die Austastlücke als schwarzer Balken in der Mitte des Bildes stehen blieb. Wenn diese Erscheinung auftrat, war es unmöglich mit Hilfe des Zeilenfrequenzreglers den normalen Synchronisationszustand zu erreichen; das Bild stand entweder mit der Austastlücke in der Mitte fest oder es fiel vollkommen aus dem Gleichlauf heraus.

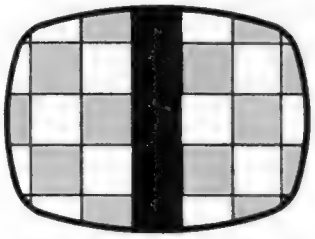


Bild 1. Schwarzer senkrechter Balken in der Mitte des Bildschirmes

Aus dem Schaltungsausschnitt *Bild 2* geht hervor, daß der Horizontaloszillator, ein Multivibrator mit Schwungradkreis, durch eine Regelspannung aus dem Phasendiskriminator in Gleichlauf zum Sendersignal gehalten wird. Die Impulsspannungen wurden oszillografiert, dabei ergaben sich keine wesentlichen Abweichungen von den vorgeschriebenen Formen.

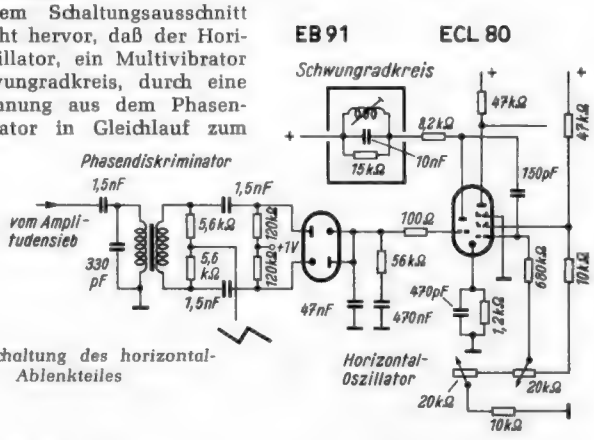


Bild 2. Schaltung des horizontal-Ablenkteiles

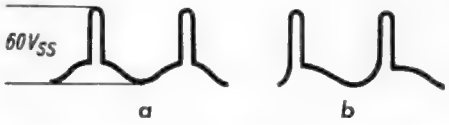


Bild 3. a = richtiger Verlauf der Spannung an der Triodenanode des Multivibrators; b = Verlauf bei dem schadhaften Empfänger

Das Oszillogramm an der Triodenanode des Multivibrators zeigte allerdings, daß der Schaltimpuls des Multivibrators auf der Sinusschwingung des Schwungradkreises gegenüber dem Originaloszillogramm *Bild 3a* nach links verschoben war, wie dies *Bild 3b* zeigt.

Diese Verschiebung konnte nur durch eine Verstimmung des Schwungradkreises hervorgerufen sein. Das Nachstimmen dieses Kreises bei gleichzeitiger Nachregelung der Zeilenfrequenz auf einen Spannungsverlauf, wie in Bild 3a angegeben, stellte die einwandfreie Funktion des Gerätes wieder her. Der Kern mußte bei diesem Vorgang herausgedreht werden, also war diese „Mittensynchronisierung" der Zeile darauf zurückzuführen, daß der Schwungradkreis sich zu tieferen Frequenzen verstimmt hatte.

P. Kramer

Fehler der Bildsynchronisation

Bei einem Fernsehempfänger war bis auf einen von unten nach oben oder von oben nach unten durchlaufenden etwa 5 cm breiten weißen Streifen alles in Ordnung. Erreichte dieser Streifen den oberen Bildrand, so trat schlagartig ein Ausfall der Bildsynchroni-

sation ein. Bei zurückgedrehtem Kontrastregler war das Raster normal. Ein Wiedereinsetzen der Bildsynchronisation erfolgte erst dann wieder, wenn der Streifen von unten kommend etwa 3 bis 4 cm vom unteren Bildrand entfernt war.

Es lag die Vermutung nahe, daß es sich um einen Brumm in der Anodenspannung des Amplitudensiebes bzw. des Bildsperrschwingers handeln könnte.

Das Oszillogramm an der Anode des Amplitudensiebes zeigte auch tatsächlich einen zusätzlichen verhältnismäßig breiten Impuls, der aber entgegen einer Sinusverbrummung Rechteckform aufwies. Bei der Beobachtung des Oszillogramms war deutlich zu erkennen, daß der zusätzliche Impuls mit der Netzfrequenz synchron lief und im Moment des Zusammentreffens mit dem Bildsynchronimpuls diesen völlig verdeckte, d. h. der neue, aber falsche Impuls synchronisierte das Kippgerät.

Die Anodenspannung war nicht verbrummt bzw. hatte nur ihren üblichen restlichen Wechselspannungsanteil. Am Gitter G 1 des Amplitudensiebes zeigte sich außer dem gesamten Video-Signal ebenfalls dieser hinzugekommene Rechteckimpuls.

Eine oszillografische Rückwärtsverfolgung des Videosignals ergab, daß am Arbeitswiderstand des Video-Gleichrichters (EAA 91) die unerwünschte Signalverformung ebenfalls vorhanden war. Mittels Gleichrichtertastkopf aus der Video-Zwischenfrequenz entnommene Oszillogramme waren einwandfrei.

Es bestand also ohne weiteres die Möglichkeit, daß der Effekt *in der Video-Gleichrichtung selbst entstand.* In Frage kam z. B. ein Feinschluß zwischen Katode und Heizfaden. Eine auf diese Weise in die Diodenstrecke gelangende Wechselspannung konnte entweder gleichgerichtet oder aber, wenn die Diode als „Clipper" arbeitete, zum Rechteckimpuls begrenzt werden.

Durchgeführte Messungen ergaben, daß diese Vermutung richtig war. Ein *Ersatz der Diode* beseitigte den Fehler sofort. (Aus der Fernseh-Werkstatt Wilhelm Oberdieck.)

Rundfunkmechanikermeister Georg-Dieter Homeier

Häufig auftretende Röhrenfehler an Fernseh-Empfängern

1) Sprunghaftes Verändern des Kontrastes. In Geräten mit Hf-seitiger Kontrastregelung zeigte sich folgende Erscheinung: Bei Anklopfen des Kanalschalters (Tuners) und häufig auch ohne äußerliche Erschütterung des FS-Gerätes änderte sich der Kontrast sprunghaft. Die Ursache dieses Fehlers war in fast allen Fällen die Tuner-Vorröhre PCC 84, bei der dann ein nicht konstanter Feinschluß zwischen Steuergitter und Katode nachzuweisen war. Dieser Schluß bewirkte nämlich, daß die Regelspannung hinter dem verhältnismäßig hohen Entkopplungswiderstand (einige hundert Kiloohm) mehr oder weniger zusammenbrach. Hierdurch änderte sich nicht nur die Verstärkung dieser einen Röhre, sondern auch die Verstärkung sämtlicher geregelten Bild-Zf-Röhren. Besonders stark wirkt sich dieser Röhrenfehler aus, wenn die Regelspannung des Tuners nicht gesondert entkoppelt, sondern einfach der Regelleitung für die Bild-Zf-Röhren parallel geschaltet ist. Ist der Elektrodenschluß sehr niederohmig, dann kann es sogar vorkommen, daß auch die von Hand einzustellende Kontrastregelung (selbstverständlich auch Hf-seitig wirkend) völlig versagt, da das Gerät dann ja mit größtmöglicher Verstärkung arbeitet.

Zum Nachweisen des Röhrenfeinschlusses lötet man zweckmäßig die Regelleitung des Tuners ab und erdet diese. Tritt der oben geschilderte Fehler nicht mehr auf, so ist mit Sicherheit die Röhre PCC 84 die Übeltäterin.

2) Die Variation des Tuner-Abstimmbereiches reicht nicht mehr aus. Zur richtigen Abstimmung eines FS-Empfängers stellt man die Feinabstimmung auf einen Punkt ein, so daß das Bild wohl scharf aber noch ohne Plastik erscheint. Stimmt man den Bildträger auf der Nyquistflanke zu weit herunter, zeigen sich störende Tonstreifen, während bei zu hoch abgestimmtem Bildträger die Feinheiten im Bild nicht zu erkennen sind. Das Bild hat keine Auflösung. Es kommt nun häufiger vor, daß die Kunden letztgenannte Erscheinung beanstandeten. Sie behaupteten, sie könnten ihr Gerät nicht mehr so scharf einstellen wie früher. Mit anderen Worten, sie kamen mit der Oszillatorfrequenz ihres Tuners nicht mehr hoch genug.

Den Grund dieser Veränderung in der Abstimmung suche man in der Röhre PCF 80, die zuweilen nach verhältnismäßig kurzer Zeit ihre elektrischen Daten ändert. Ein Auswechseln dieser Röhre ist jedoch nur in sehr wenigen Fällen erforderlich, da es, um den alten Zustand wieder herzustellen, meist genügt, den Summentrimmer des Oszillators etwas herauszudrehen.

Diese kleine Korrektur kann leicht in der Wohnung des Kunden vorgenommen werden, doch hüte man sich, den Kunden bei dieser Arbeit zuschauen zu lassen. Bei der nächsten geringfügigen Störung würde dieser sich prompt mit einem Schraubenzieher bewaffnen und alle „nicht ordentlich angedrehten Schrauben" festziehen.

Karl-Hermann Huber

Neuerungen

„Unsichtbares" Universalmikrofon. Das Standmikrofon MD 31 ist eine Weiterentwicklung des bekannten Studiomikrofons MD 3. Durch neuartige Zusätze ist es besonders vielseitig verwendbar, außerdem wurde die Empfindlichkeit gegenüber dem Vorläufertyp nahezu verdoppelt (von

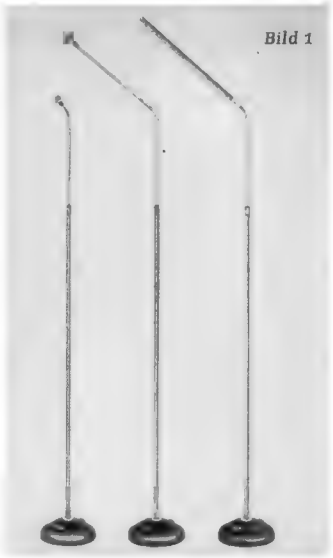


Bild 1

0,06 auf 0,1 mV/µbar). Links in *Bild 1* ist es nach Art des früheren Studiomikrofons zusammengestellt. Das Mikrofonsystem sitzt im Fuß des Bodenständers, und die ausziehbare Stange ist als akustischer Hohlleiter ausgebildet. Bei der Zusammenstellung in der Bildmitte wurde diese Schalleitung durch Aufstecken eines Rohres verlängert, um das Mikrofon zusätzlich als Rednermikrofon zu verwenden. Dieses Aufsteckrohr ist wichtig bei der Aufstellung hinter

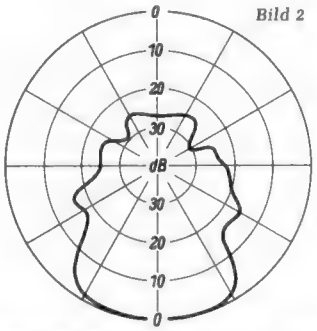


Bild 2

dem Rednerpult und bei Gefahr von akustischer Rückkopplung. Eine aufsteckbare Plexiglasscheibe ergibt eine zusätzliche Richtwirkung und eine Betonung der für Sprache wichtigen Frequenzen ab 1000 Hz. Ganz rechts ist schließlich ein aufgesteckter 40 cm langer Richtzusatz erkennbar. Die damit erzielbare Kennlinie *(Bild 2)* ist ausgeprägter als die guter Nierenmikrofone. Mit dem Mikrofon MD 31 lassen sich praktisch alle vorkommenden Übertragungsaufgaben lösen, ohne daß es im Blickfeld stört *(Laboratorium Wennebostel,* Bissendorf/Hannover).

Philips-Lautsprecher für Freiflächen. Zur Beschallung von Gartenlokalen, Sportanlagen und dergleichen sind zwei neue wetterfeste Lautsprecher erhältlich. Die Type VE 1950 *(Bild 1)* ist mit sechs Duo-Systemen 9770 FM ausgerüstet und kann mit 36 Watt belastet werden. Die Richtkennlinie ähnelt einer Acht, so daß man z. B. in Mikrofonnähe durch geschicktes Aufstellen akustische Rückwirkungen ausblenden kann. Das ist beispielsweise in Gaststätten-Gärten von Bedeutung, wenn man die in der Nähe musizierende Hauskapelle übertragen möchte. Für viele andere Anwendungszwecke eignet sich der Rundstrahler VE 1649 *(Bild 2)*, der mit eingebauten 10- oder 20-Watt-Systemen lieferbar ist und den Bereich von 30...12 000 Hz beherrscht *(Deutsche Philips GmbH,* Hamburg 1).

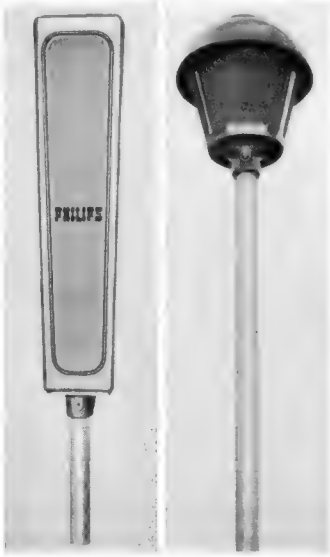
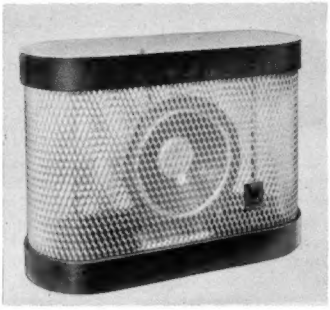


Bild 1 *Bild 2*

Wigo-Raumton-Lautsprecher. Der Lautsprecher AOR 95 *(Bild)* dient zur Höhenwiedergabe in Verbindung mit einer Tieftonbox oder einem größeren Rundfunkempfänger. Er wird an einer anderen Stelle des Zimmers aufgestellt, und zwar in einiger Entfernung vom Tieftöner, um eine Art Raumwirkung zu erzielen. Das eingebaute 9,5-cm-Rund-

Will dein Radio nicht mehr klingen:
Lorenz-Röhren Heilung bringen!

LORENZ



system wird über einen Kondensator gespeist, der nur den Frequenzbereich zwischen 3000 und 12 000 Hz durchläßt. Deshalb kommt man ohne Schallwand aus. Das vorwiegend aus Streckmetall bestehende Gehäuse ist in seiner Maschenstruktur so ausgelegt, daß eine zusätzliche Schallzerstreuung entsteht *(Gottlob Widmann & Söhne KG,* Schwenningen/Neckar).

Tesamoll-Klebeband. Dieses neue selbstklebende Band, das je nach Sorte auf der Außenseite eine 3 bzw. 6 mm starke weiße Auflage aus Kunstschaumstoff trägt, ist z. B. für das zugfreie Abdichten von Fenstern und Türen geeignet. Es läßt sich aber auch mit Vorteil in der Radiowerkstatt verwenden, z. B. beim Ersetzen von durch Motten zerstörten Filzdichtungen an Lautsprecherkörben. Das Aufbringen des Tesamoll-Bandes erfolgt beinahe im Handumdrehen, da man zu seiner Befestigung keinerlei Klebstoff benötigt. Gegen Insektenfraß und Verrotten (Witterungseinflüsse) ist dieses Material, das in Breiten von 7 bis 460 mm in den Handel kommt, völlig sicher. Ferner sind noch zahlreiche andere Verwendungszwecke in der Radiobranche denkbar, etwa das Abdämpfen klirrender Bauteile (z. B. Glasskalen) in Empfängern und Musiktruhen, das Abdichten von Eckenschallwänden mit der Mauer oder elastisches Lagern von Phono- und Tonbandlaufwerken *(P. Beiersdorf & Co. AG,* Hamburg 20).

Röhren und Kristalloden

Direkt geheizte Subminiaturröhren. Die große Nachfrage nach direkt geheizten Subminiaturröhren für tragbare Geräte führte dazu, vier bewährte amerikanische Typen in das Valvo-Programm aufzunehmen. Diese modernen Flachkolbenröhren sind für Hf- und Zf-Verstärkung, als Oszillatoren, für die Nf-Vor- und Endverstärkung sowie als Senderöhren zu verwenden. Nachgenannte Typen werden hergestellt: 1 AD 4 = 10.75 DM; 5672 = 8.50 DM; 5676 = 8.50 DM; 5678 = 8.50 DM *(Valvo GmbH,* Hamburg 1).

Intermetall-Hf-Transistoren. Drei neue pnp-Germanium-Flächentransistoren sind in Oszillatorschaltungen bis etwa zur doppelten Grenzfrequenz brauchbar und sie eignen sich zur Hf- und Zf-Verstärkung in der Gegend von 270 bzw. 450 kHz. Man kann also mit ihnen den Hf-Teil von Rundfunkempfängern bestücken. Wichtige technische Daten enthält die *Tabelle:*

Typen	OC 390	OC 400	OC 410
Kollektorspannung	5	5	5 V
Emitterstrom	1	1	1 mA
Grenzfrequenz	4,5	7	12 MHz
Kollektorkapazität bei 455 kHz	13	13	13 pF

Die Transistoren sind tropenfest in einem hermetisch verschlossenen Metallgehäuse untergebracht. Die Zuführungsdrähte wurden in der bewährten Glas-Metall-Einschmelztechnik in den Sockel des Metallgehäuses eingelassen und von ihm vollständig isoliert *(Intermetall,* Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH, Düsseldorf).

Valvo-Verstärkerröhren der Farbserie. Die neue Auflage (6 Seiten) dieses Faltblattes ist durch einige weitere Röhrentypen ergänzt worden und enthält die wichtigsten Daten und Eigenschaften der angeführten Röhren. Diese sind entsprechend den Hauptanwendungsgebieten in vier Farbgruppen aufgeteilt, was die schnelle Orientierung sehr erleichtert *(Valvo GmbH,* Hamburg 1).

Germaniumdioden und Transistoren. Diese Zusammenstellung gibt einen umfassenden Überblick über die von Telefunken gefertigten Germaniumdioden und Transistoren. Außer den technischen Daten und Kurven enthält das 20 Seiten starke, gut gedruckte und bebilderte Heft Schaltungen mit genauen Einzelteilwerten, Wickelangaben usw. für einen Ratiodetektor, ferner für Transistorverstärker, Hörhilfen, Gleichspannungswandler und Transistorsuper *(Telefunken GmbH,* Hannover).

Neue Druckschriften

Bosch - Druckschrift: Funk - Entstörung. Die Funk-Entstörung ist ein Arbeitsgebiet, auf dem der Erfolg von der Menge der praktischen Erfahrungen bestimmt wird. Das ist wenigstens die landläufige Meinung der Praktiker, die sich mit Entstörungsarbeiten befassen. Beim Entstören von Kraftfahrzeugen mag diese Ansicht zutreffend sein, denn tatsächlich verhält sich jeder Wagentyp anders. Um die Erfolgssicherheit bei Entstörungsarbeiten zu gewährleisten, brachte die Robert Bosch GmbH eine 36seitige Druckschrift heraus, die dem Praktiker alle die Dinge sagt, die er sich sonst nur durch umfangreiche eigene Versuche aneignen könnte. Nach einleitenden grundsätzlichen Ausführungen und nach einer Übersicht der lieferbaren Bosch-Entstörmittel wenden sich die Verfasser der Praxis zu und beschreiben die Maßnahmen, die bei der Entstörung im UKW-, Mittel- und Langwellenbereich durchgeführt werden müssen, wobei genau angegeben wird, wie die Entstörmittel im Kraftfahrzeug anzubringen sind und wie man sich durch Prüfen von der Wirksamkeit der Entstörung überzeugen kann. Besonders wertvoll dürften die beiden ganzseitigen Schaltpläne sein, die in übersichtlicher Darstellung den Einbau der Entstörmittel zeigen. Den Abschluß dieser Schrift, die Interessenten unter Bezugnahme auf die FUNKSCHAU kostenlos von der Robert Bosch GmbH, Stuttgart, Abt. VDT, erhalten, bilden Stücklisten von Bosch-Entstörteilen, nach den bekanntesten Kraftwagen-Typen geordnet. Eine nach diesen Listen durchgeführte Entstörung eines Kraftfahrzeuges garantiert in jedem Fall einwandfreien Empfang auf allen Wellenbereichen *(Robert Bosch GmbH,* Stuttgart).

Die besprochenen Schriften bitten wir ausschließlich bei den angegebenen Firmen anzufordern; sie werden an Interessenten bei Bezugnahme auf die FUNKSCHAU kostenlos abgegeben.

Wir suchen einen befähigten

FACHSCHULINGENIEUR

der Elektrotechnik für Projektierung und Vertrieb von elektroakustischen Anlag. Bewerbungen mit Lebensl., Lichtbild, Zeugnisabschriften erbeten an

SIEMENS

SIEMENS & HALSKE

Aktiengesellschaft, Techn. Büro Dortmund, Märkische Str. 14

Physiker

Dr. rer. nat.

Hochfrequenztechnik
Impulstechnik
Forschung u. Entwickl.

sucht passenden Wirkungskreis. Angebote erb. unter Nr. 6284 K

RADIOMECH.-MEISTER

44 J., verh., z. Zt. Teilhaber eines Elektro-Radio-Fachgeschäfts mit guter techn. und kaufm. Praxis in Radiorep., Elektroak., Schwachstromtechnik, d. Steuerungen sow. in Elektro-Installation, sucht verantwortungsvollen Wirkungskr. in Industrie. Südd. bev. Wohnung erw. Zuschr. erbeten unter Nr. 6283 S

Schaub-Lorenz sucht für die Abteilung Fertigungsplanung einen

Refa-Fachmann

für Wickelei und Montage. Erfahrung in Zeitstudienaufnahmen, Aufstellung von Fertigungsplänen und in der Anwendung von Meß- und Prüfgeräten. Voraussetzung praktische Erfahrung als Rundfunk-Mechaniker.
Für die Erweiterung unserer Rundfunk- und Fernsehfertigung einige

Rundfunk-Mechaniker

Geboten wird: Aussichtsreiche Stellung, interessante Arbeit mit den modernsten Hilfsmitteln. Gute Bezahlung, günstige Arbeitszeit (freier Samstag) und ein reichhaltiges Mittagessen in der Werkküche.

Bew. mit Lebenslauf, Zeugnisabschriften und Foto an: **Schaub Apparatebau Abt. d. C. Lorenz Aktiengesellschaft, Pforzheim, Östliche 132, Personalabt.**

Rundfunkmechaniker

24 Jahre, led., Führersch. Kl. III, 10 Berufsjahre, seit 5 Jahren auf dem kommerz. Funkgebiet tätig, vertraut mit Montage, Reparatur und Wartung v. Funkanlagen, möchte sich verändern.

Angeb. unt. Nr. 6278 G

Auftragsblocks
Montageblocks

Muster frei

RADIO-VERLAG EGON FRENZEL KG

Postfach 354
Gelsenkirchen

STELLENGESUCHE UND -ANGEBOTE

Rundfunktechn., 19 J., in ungek. Stellung, sucht s. zu veränd. Kost u. Logis im Hause werd. bevorz. Angeb. unt. Nr. 6275 K

Rundfunk- u. Fernseh-Techniker, 25 J., Führerschein, derz. Meisterschule Karlsruhe, sucht entsprech. Wirkungskr., mögl. Ruhrgeb. Frühest. Eintritt 15. 8. 56. Ang. unt. Nr. 6277 H

VERKAUFE

Gelegenheiten! Foto- u. Film-Kameras, Projektoren, Ferngläs., Tonfolien, Schneidgeräte usw. Sehr günst. STUDIOLA, Ffm. 1

Verkaufe: 9 Bände Empfänger-Schaltungen der Radio-Industrie. FUNKSCHAU-Ingenieur-Ausg. Jahrg. 1953 u. 54, Meßinstrum. Multavi 2 insg. DM 140.— Ang. u. 6273 M

Haus-Sendeanlage sowie viele Meß- u. Prüfger. f. Empf. Ang. unt. 6276 B

Umformer, Junghans & Kol., Typ UZW 22, 110/220 V= a. 220 V~, 50 Hz, 400 W f. DM 58.— zu verk. **Friedrich, Aachen,** Schildstraße 4

Verkaufe Radio-Fachgeschäft (Warenlager und Werkstatt-Einrichtg.), einziges in Kleinstadt mit 3000 Einwohnern, gutes Hinterland, Bahnstation, 30 km v. Stuttgart entf., sofort n. an Fachmann. DM 3000.— erf. Ang. 6280 B

Restposten 8 Stück AEG-Magnetophone AW 1 – 8 Stück Verstärkerkoff. gebraucht, umständehalber zu verkaufen, à Stück DM 98.— Ang. u. 6282 R

Kl.-Radio-Elektrogeschäft Küstenstadt Norddeutschland z. verk. Nur Sofort-Käufer mit bar DM 3000.— Ang. u. 6281 E abgeben.

16-mm-Tonfilm-Anl. **„Bell u. Howel"** kpl. m. reichh. Zubeh. DM 1800.— 16-mm-Tonfilm-Proj. Zeiß-Ikon-Kino x–S o. Verstärker DM 750.–. **Rossi, Bad Harzburg,** Stadtpark 10

SUCHE

Wehrmachtgeräte, Meßinstrum., Röhrenposten sucht **Atzertradio, Berlin SW 61,** Stresemannstr. 100

Radio-Röhren, Spezialröhr., Senderöhren geg. Kasse zu kauf. gesucht. **NEUMÜLLER, München 2,** Lenbachplatz 2

Röhren aller Art kauft geg. Kasse Röhr.-Müller, Frankfurt/M., Kaufunger Straße 24

Labor-Meßgeräte usw. kft. lfd. Charlottenburger Motoren, Berlin W 35

Suchen Lager-, Radio-, Elektro-, Röhrenposten. **TEKA, Weiden/Opf. 7**

Suche **60 kHz-Quarze.** Angeb. unt. Nr. 6279 D erb.

VERSCHIEDENES

Wer rep. einwandfr. ein **Minifon? Kurbelmaste** 25 m, 9 m, 6 m geg. Geb. zu verk. Ang. u. 6274 T

Auslandsdeutscher

Wohnsitz z. Zt. USA, erfahrener Rundfunk-Kaufmann, sucht tätige Beteiligung mit 50% an nur gesundem Radiounternehmen, gleich wo. Ausführliche Angebote mit Angaben: Geschäftswert, Jahresbilanzen 1953, 1954, 1955, Referenzen, unter Nummer 6285 E an die Funkschau

---

Dipl.-Ing.

mit Praxis in der amerikanischen Fernsehindustrie und etwas Kapital sucht Beteiligung an bestehendem Unternehmen der Schwachstromindustrie zum Ausbau einer Fernsehempfängerfertigung.

Abgeschl. Entwicklungsarbeit vorhanden.

Unter „6494"
Kontaktwerbung, Wien I., Strobelgasse 1

Deutsches Unternehmen in Kolumbien

sucht noch einen jungen **FERNSEHTECHNIKER** zur Ausführung sämtl. Rundfunk-Fernseh-Reparaturen. Gesellenprüfung mindestens gut, ledig, Sprachk. nicht erforderlich. 3-Jahresvertrag. Freie Hin- u. Rückfahrt. Bewerbung mit Lichtbild usw. an

CALI-COLUMBIEN, APARTMENT NACIONAL 761

ELECTRONICS:

Tüchtige Vertreter für Deutschland u. andere Länder gesucht zum Verkauf von Radio- u. Fernsehröhren, auch fluoreszierende Lampen und Zubehör an führende Importeure, Hersteller und Regierungsstellen. Gute Kommission. Entsprechende Angebote in deutsch oder englisch erbeten an:

METROPOLITAN OVERSEAS SUPPLY CORP., 1133 BWAY., N.Y.

Wir suchen für unser Fernsehstudio

1 Bild-Meßtechniker,

1 Feinmechaniker, der Führerschein Klasse II besitzt.

Nur schriftl. Bewerbungen mit den üblichen Unterlagen u. Gehaltsansprüchen an die Personalabteilung des Südd. Rundfunks, Stuttgart-O, Neckarstraße 145

PRECISE RÖHRENVOLTMETER

das zuverlässige Universalmeßgerät
Ausführliche Beschreibung im Textteil dieses Heftes

PREISE: Gerät 909 W komplett, betriebsfertig DM 198,50
HF-Tastkopf 912 DM 28,30 HV-Tastkopf 999 DM 46,50

Import und Vertrieb:
DIETRICH SCHURICHT - Elektro Radio Großhlg. - BREMEN
Contrescarpe 64 - Fernsprech SA.-Nr. 20744

---

100 000 ELEKTRONEN RÖHREN
IN CA 2500 TYPEN AB LAGER LIEFERBAR

Tulong

RÖHREN FÜR RUNDFUNK UND FERNSEHEN · TECHNISCHE RÖHREN · KLYSTRONS
IGNITRONS · MAGNETRONS · MULTIPLIER · THYRATRONS · STABILISATOREN · PHOTOZELLEN

TULONG GMBH · MÜNCHEN 15 · SCHILLERSTRASSE 14 · TELEFON: 593513/592606 · KABEL: TULONG GMBH MÜNCHEN

RAYTHEON

Temperaturfeste pnp-Silizium-Transistoren

Vorzüglich geeignet für Niederfrequenz-Verstärker, als Schalttransistoren und f. elektronische Geräte, die höheren Temperaturbeanspruchungen ausgesetzt sind

Hermetisch geschlossenes Gehäuse – Max. Kollektorspannung – 100 V – Max. Emitterspannung – 22 V – Emitterstrom 50 mA =

Ein Erzeugnis der Raytheon, USA, einer Firma mit großen Erfahrungen und großen Produktions-Stückzahlen auf dem Transistorgebiet

Typ	β	k R_e	k R_i	C_c	Grenzfrequenz
CK 790	14	1200 Ω	500 kΩ	30 pF	400 kHz
CK 791	24	1400 Ω	500 kΩ	30 pF	600 kHz
CK 793	16	1300 Ω	500 kΩ	30 pF	500 kHz

Kollektor bei 135° C bis 50 mW belastbar

RAYTHEON-Vertrieb in Deutschland INTRACO GmbH.
MÜNCHEN 15, Landwehrstraße 3

HOLZINGER

AWB Universal-Plattenspieler!

Neuestes Modell 1956

3 Geschwindigkeiten 33-45-78 U.

NUR DM 39.85

Technische Daten:

Wechselstrom 50 Hz 110/220 V · Doppel Kristall - Saphir - System · Umschaltbar · Auflagedruck 8 gr · Verstellbare Plattenführung für alle internationalen Platten.

Maße des Chassis: 300 x 230 mm · Einbautiefe 50 mm

MÜNCHEN · MARIENPLATZ 21 · FERNSPRECHER 26241-42

IHR WISSEN = IHR KAPITAL!

Radio- und Fernsehfachleute werden immer dringender gesucht:

Unsere seit Jahren bestens bewährten

RADIO- UND FERNSEH-FERNKURSE

mit Abschlußbestätigung, Aufgabenkorrektur und Betreuung verhelfen Ihnen zum sicheren Vorwärtskommen im Beruf. Getrennte Kurse für Anfänger und Fortgeschrittene sowie Radio-Praktikum und Sonderlehrbriefe.

Ausführliche Prospekte kostenlos.

Fernunterricht für Radiotechnik
Ing. HEINZ RICHTER
GÜNTERING, POST HECHENDORF, PILSENSEE/OBB.

UKW-EMPFÄNGER

RS 1/5 UD SAMOS

in betriebsbereitem Zustand zu kaufen gesucht.

Angebote unter Nummer 6286 A

Standard-Röhrenvoltmeter

23,3 MΩ Eingangswiderstand. 13 Meßbereiche bis 1000 V = und bis 350 V ~ NF und HF. Mit Tastkopf DM 169.50. Auch Hochvoltmeßkopf 25 kV lieferbar. Prospekt anfordern.

Max FUNKE K. G.
Fabrik für Röhrenmeßgeräte
Adenau/Eifel

Suche dringend Röhren:

RE O 34
LG 12
Halbleiter
Urfa 610

W. MÖTZ
Berlin-Charlottenbg. 4
Mommsenstr. 46

TONBAND-UMSPIELUNG auf SCHALLPLATTE

Bänder aller genormten Geschwindigkeiten werden von mir auf unzerbrechliche Schallplatten gespielt. (auch auf Langspielplatten für 45 und 33 1/3 U/min.) Herstellung v. Bandkopien, auch auf andere (genormte) Geschwindigkeiten. Bitte verlangen Sie meine Preisliste. Rabatt für Wiederverkäufer.

ING. R. RAVENSTEIN, SCHALLPLATTENSTUDIO
PFORZHEIM, Alemannenstraße 17 · Telefon 6647

Gleichrichter-Elemente

und komplette Geräte liefert
H. Kunz K. G.
Gleichrichterbau
Berlin-Charlottenburg 4
Giesebrechtstraße 10

Lautsprecher-Reparaturen
in 3 Tagen
gut und billig

RADIO ZIMMER
SENDEN / Jller

R 13 der tausendfach bewährte **UKW-Einbausuper** mit EC 92 / EF 93 / EF 93 / 2 Germ. Dioden, Ratiodet. **DM 49.50**

R 17 **Vorstufen-UKW-Super,** 9 Kreise, 4 Röhren-Stufen ECC85/EF93 EF93/2 Germ. Dioden, 20 x 7 x 4 cm, rauscharm auch in ungünst. Lage, leicht. Einb. **DM 59.50**

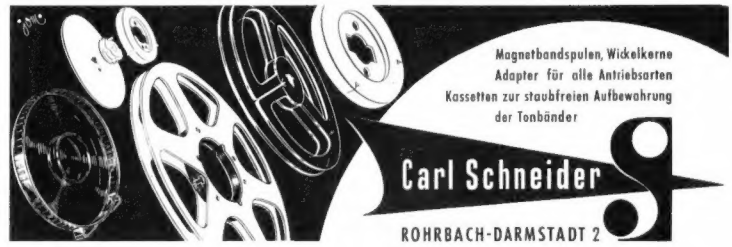
6 Mon. Gar., portofr. per Nachn. durch

Radio-Versand Nürnberg Postfach 7

RC-Tongenerator OSZILLOPHON OSP 3

20-200000 Hz ± 1%, Klirrfaktor unter 0,5%, Meßmöglichkeit für Güte, Induktivität, Resonanzfrequenz usw. **DM 427.-**

Vertr. f. W-Berlin, Schlesw.-Holstein, Niedersach.: **Radio-Fett, Berlin-Charlottenburg 5, Kaiserdamm 6**
für die übrige Bundesrepublik:
Otto Gruoner, Winterbach bei Stuttgart, mit Filialen in Stuttgart, Essen, Nürnberg, Regensburg
ELGE GmbH, Wien XIII, Hauptstraße 22, Österreich



Magnetbandspulen, Wickelkerne
Adapter für alle Antriebsarten
Kassetten zur staubfreien Aufbewahrung der Tonbänder

Carl Schneider
ROHRBACH-DARMSTADT 2

KATHREIN

Fernkurs »Antennentechnik«

Bitte fordern Sie Prospekt F an

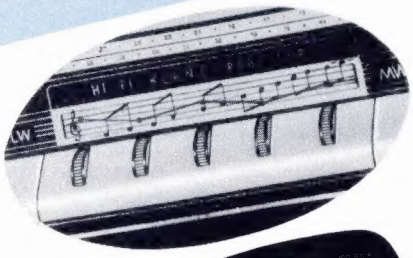
ANTON KATHREIN · ROSENHEIM (OBB.) Älteste Spezialfabrik für Antennen und Blitzschutzapparate

GRUNDIG

Hi-Fi-Wunschklang-Serie

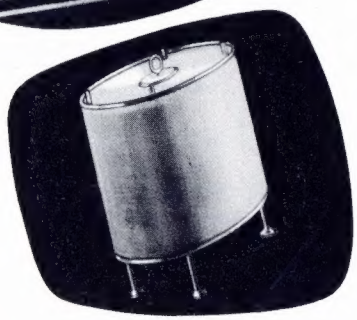
mit 3 genialen Neuheiten

Die unbedingt klangechte Tonwiedergabe durch das Rundfunkgerät ist ein hohes Ziel der Radioingenieure. GRUNDIG hat jetzt mit seiner Hi-Fi-Wunschklang-Serie 1957 die bisherige Entwicklung auf diesem Gebiet gekrönt und drei entscheidende Verbesserungen eingeführt, die auch den anspruchsvollsten Musikfreund überzeugen werden.



GRUNDIG Hi-Fi-Wunschklang-Register

Ein Register, das durch seine unendliche Fülle von Variationen jeden Klangwunsch erfüllt. Mit optischer Anzeige, die das gewählte Klangbild in völlig neuartiger Weise darstellt.



GRUNDIG Hi-Fi-Raumklang-Strahler

Diese neuartige Lautsprecher-Spezialkombination, die in einem geschmackvollen Gehäuse neben dem Rundfunkgerät aufgestellt wird, läßt durch die unvorstellbare Akustik Ihr Heim zum Konzertsaal werden.

GRUNDIG Fern-Dirigent

Bequem von Ihrem Sessel aus bedienen Sie jetzt Ihr Gerät. Sie schalten ein und aus, laut und leise und bestimmen die Tonfarbe, die dem Charakter der Sendung entspricht.

Hören Sie sich bitte unsere Rundfunkempfänger und Musikschränke der Saison 1957 mit den großartigen Verbesserungen unverbindlich an. Es sind die Geräte, die keinen Wunsch offen lassen und die auch nach Jahren noch als fortschrittlich gelten werden.

GRUNDIG

WERKE

EUROPAS GRÖSSTE RUNDFUNK- UND DER WELT GRÖSSTE TONBANDGERÄTE-FABRIK

212 a
Bez. 15
Schimmel Hans W.,
Tal 10/4 Tks.